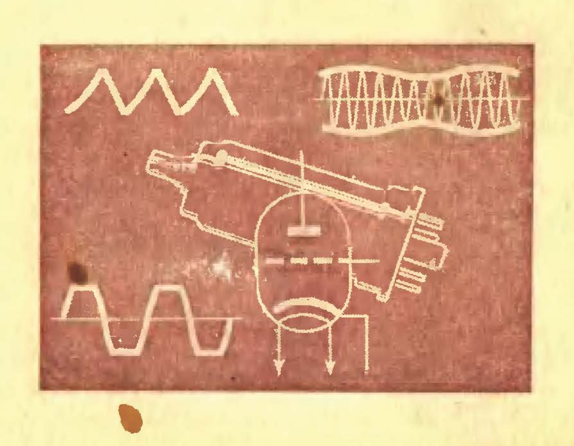


В. З. ФЕЙГЕЛЬС

НЕЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ В РАДИОТЕХНИКЕ





ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЛАМП

Всесоюзным комитетом стандартов при Совете Министров СССР установлена новая система обозначений для электровакуумных электронных и ионных приборов. По этой системе обозначение электровакуумных электронных ионных приборов состоит из последовательно расположенных четырех элементов.

Для приемно-усилительных ламп и кенотронов, относящихся к этой категории, значение элементов обозначения таково.

Первый элемент обозначения указывает напряжение накала в вольтах (округленно). Например, если напряжение накала лампы 6,3 *в*, то ее маркировка начинается с цифры 6. Если же напряжение накала 12,6 *в* или 30 *в*, то и маркировка начинается соответственно с 12 или 30.

Второй элемент обозначения характеризует тип лампы. Каждому типу присвоена определенная буква: диоды — Д; двойные диоды — Х; триоды — С; тетроды — Э; выходные пентоды и лучевые тетроды — П; пентоды экранированные и лучевые тетроды с удлиненной характеристикой — К; пентоды экранированные и лучевые тетроды с короткой характеристикой — Ж; частотнопреобразовательные лампы с двумя управляющими сетками — А; триоды с одним или двумя диодами — Г; пентоды с одним или двумя диодами — В; двойные триоды — Н; триод-пентоды — Ф; индикаторы настройки — Е.

Третий элемент обозначения — цифра, указывающая порядковый номер типа прибора.

Четвертый элемент обозначения — буква, указывающая принадлежность лампы к определенной серии. В связи с этим приемно-усилительные лампы разделены на серии, которые обозначаются следующими буквами: лампы в металлической оболочке — буквенного обозначения не имеют; лампы в стеклянной оболочке — С; лампы типа жолудь — Ж; лампы диаметром 10 *мм* — Б; лампы диаметром 6 *мм* — А; лампы диаметром до 4 *мм* — Р; лампы с замком в ключе — Л; лампы пальчиковые — П; лампы с дисковыми впаями — Д.

В соответствии с этой системой обозначений маркировка ламп расшифровывается так:

5Ц4С — напряжение накала 5 *в*, кенотрон, четвертый тип, стеклянная оболочка.

6К7 — напряжение накала 6,3 *в*, экранированный пентод с удлиненной характеристикой, седьмой тип, металлическая оболочка.

МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

ПОД ОБЩЕЙ РЕДАКЦИЕЙ АКАДЕМИКА А. И. БЕРГА

Выпуск 124

В. З. ФЕЙГЕЛЬС

НЕЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ В РАДИОТЕХНИКЕ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1951 ЛЕНИНГРАД

51058

Брошюра „Нелинейные системы в радиотехнике" имеет целью ознакомить подготовленного радиолюбителя с основными физическими и теоретическими предпосылками использования нелинейных радиотехнических цепей. На базе этого ознакомления читателю разъясняются принципы работы специальных радиотехнических схем, получивших широкое распространение в промышленной аппаратуре и начинающих использоваться в радиолюбительской практике.

Редактор *Гинзбург З. Б.* Технич. редактор *Ларионов Г. Е.*

Сдано в набор 19/VII 1951 г. Подписано к печати 13/XI 1951 г.
Бумага $82\times108^1/_{32}$=$1^1/_8$ бумажн. лист.—3,69 п. л. Уч.-изд. л. 4,4
Т-08947 Тираж 25 000 экз. Заказ № 1262

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Большинство радиотехнических схем представляет собой совокупность линейных и нелинейных элементов. Вопросы, связанные с теорией и расчетом линейных элементов радиотехнических устройств, решаются намного проще, чем вопросы, относящиеся к нелинейным системам. Только благодаря выдающимся работам русских ученых была положена основа теории нелинейных радиотехнических цепей. Крупнейшие работы в этой области принадлежат Л. И. Мандельштаму и Н. Д. Папалекси, М. А. Бонч-Бруевичу, А. И. Бергу и многим другим советским ученым. В связи с развитием таких областей радиотехники, как телевидение, радиолокация, радиотелемеханика, радионавигация и т. п., возникла необходимость в решении ряда задач по расчету нелинейных систем, которые не могут быть решены широко распространенными методами, применяемыми для расчета систем линейных. Работы А. А. Андронова и С. Э. Хайкина, Н. Н. Крылова, З. И. Моделя, Я. С. Ицкохи, Б. П. Асеева, Л. Б. Слепяна и ряда других советских ученых в значительной степени решили эту проблему.

Настоящая брошюра ставит своей задачей познакомить радиолюбителей с основными вопросами, касающимися нелинейных систем, и некоторыми широко распространенными схемами нелинейных радиотехнических устройств.

Автор.

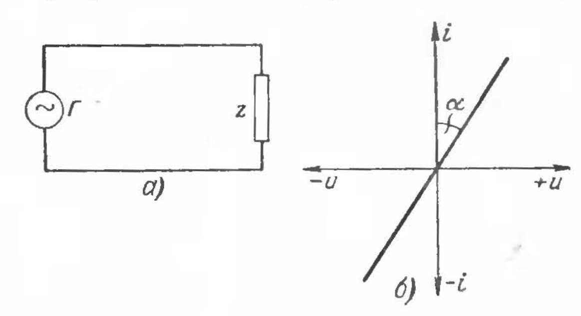
СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ЛИНЕЙНЫЕ И НЕЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ

ЧТО ТАКОЕ НЕЛИНЕЙНАЯ СИСТЕМА?

Если имеется электрическая цепь, состоящая из источника тока $Г$, нагруженного на некоторое сопротивление z (фиг. 1,*а*), то ток в этой цепи будет зависеть от ее сопротивления и э. д. с. источника тока. Зависимость эта определяется законом Ома и выражает прямую пропорциональность между приложенным к сопротивлению z напряжением



Фиг. 1. Электрическая цепь линейной системы (*а*) и ее вольтамперная характеристика (*б*).

и током, по нему протекающим. Эту зависимость можно представить графически, откладывая по горизонтальной оси напряжение, а по вертикальной — силу протекающего по цепи тока.

График зависимости тока, протекающего по цепи, от приложенного напряжения или вольтамперная характеристика для рассматриваемого случая представляют собой прямую линию, проходящую через начало координат. На фиг. 1,*б* представлен такой график. Угол наклона характеристики определяет сопротивление цепи. Тангенс угла наклона ха-

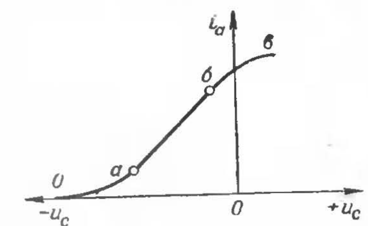
рактеристики ($\operatorname{tg} \alpha$) численно будет равен сопротивлению нагрузки, т. е.

$$\operatorname{tg} a = \frac{u}{i} = z.$$

Вольтамперная характеристика цепи, изображенной на фиг. 1,*б*, независимо от характера нагрузки z изобразится прямой линией. Иначе говоря, под сопротивлением z в рассматриваемом случае можно понимать как активное, так и индуктивное или емкостное сопротивления, а также любую комбинацию из них. Однако следует помнить, что в случае наличия реактивных сопротивлений можно говорить о прямой пропорциональности только между амплитудными значениями тока и напряжения, ибо вследствие сдвига по фазе мгновенные значения силы тока не будут пропорциональны соответствующим мгновенным значениям напряжения. Если вольтамперная характеристика какой-либо электрической цепи представляет собой прямую линию, то такую цепь называют линейной и, наоборот, если вольтамперная характеристика криволинейна, то цепь называют нелинейной.

Цепь, состоящая из генератора, нагруженного на активное, индуктивное или емкостное сопротивление, представляет собой линейную систему и характеризуется линейной вольтамперной характеристикой. Поэтому радиотехнические колебательные цепи, состоящие из индуктивностей, емкостей и активных сопротивлений, также представляют собой линейные системы, так как каждый из элементов, составляющих колебательную систему, обладает линейной вольтамперной характеристикой.

Все сказанное выше справедливо лишь в первом приближении. При более точном определении зависимости тока, протекающего, например, через активное сопротивление, от приложенного к нему напряжения можно отметить нарушение линейности, т. е. нарушение прямой пропорциональности между током и напряжением. Это объясняется тем, что величина активного сопротивления зависит от величины протекающего по нему тока, так как последний нагревает сопротивление, изменяя его величину. Поэтому, строго говоря, цепь, состоящую из генератора, нагруженного на активное сопротивление, нельзя считать линейной. Практически же влиянием нагрева пренебрегают и считают, что цепь, образованная активными сопротивлениями, остается системой линейной. То же можно сказать относительно цепей, состоящих из индуктивных или емкостных элементов. Действительно, всякий конденсатор обладает некоторыми утечками. Следовательно, при прохождении тока через конденсатор расходуется энергия на нагревание диэлектрика, что приводит к изменению диэлектрической постоянной, с одной стороны, и геометрических размеров его, — с другой. Эти факторы, естественно, изменяют величину емкости в зависимости от силы тока, протекающего через конденсатор. Катушка также может изменять величину своей индуктивности при изменении силы тока. Это объясняется изменением геометрических размеров катушки, которое происходит вследствие нагрева ее обмотки. Если же катушка имеет стальной сердечник, то изменение ее индуктивности при различных величинах силы протекающего тока наблюдается в значительно большей степени, что вызывается изменением магнитных свойств сердечника при изменении силы тока в обмотке.



Фиг. 2. Характеристика трехэлектродной лампы.

оа и *бв* — участки, характеризующие нелинейную зависимость между сеточным напряжением и анодным током.

Изменение индуктивности и емкости при прохождении через катушку и конденсатор тока весьма мало и для решения большинства практических задач роли не играет. Однако надо иметь в виду, что цепи, образованные различными комбинациями активных, индуктивных и емкостных сопротивлений, которые принято считать цепями с линейной вольтамперной характеристикой, т. е. цепями линейными, на самом деле таковыми являются лишь при условии полной независимости элементов схемы от протекающего по ним тока.

В качестве примера элемента радиотехнической цепи, обладающей нелинейными свойствами, можно привести электронную лампу. На фиг. 2 представлена характеристика трехэлектродной лампы. Только небольшой участок ее *аб* можно считать линейным. Участки же *оа* и *бв* соответствуют явно нелинейной зависимости между подводимым к сетке напряжением и анодным током. Таким образом, зависимость между анодным током и сеточным напряжением в электронной лампе есть зависимость нелинейная, и поэтому лампа

может рассматриваться как система с нелинейной вольт-амперной характеристикой.

Математическое решение задач, связанных с расчетом линейных цепей, значительно проще, чем решение подобных задач для нелинейных систем. Это объясняется тем, что в уравнения, связывающие между собой значения тока и напряжения в нелинейной системе, в качестве переменных величин входят также и параметры схемы. В этих случаях ток, протекающий по нелинейной цепи, является функцией не только приложенного напряжения, но и изменяющихся под действием этого тока параметров схемы. По этой причине во многих случаях не удается точно произвести расчет нелинейной цепи, и решать такие задачи приходится приближенно.

Из всего сказанного можно сделать следующий вывод. Существует два вида электрических систем: системы линейные, в которых соотношение между токами и напряжениями определяются законом Ома или в которых параметры цепи не зависят от тока, по ним протекающего, и системы нелинейные, для которых закон Ома оказывается несправедливым, так как параметры такой системы изменяют свою величину под действием протекающего по ним тока.

Обычно почти всякое радиоустройство представляет собой совокупность линейных и нелинейных элементов.

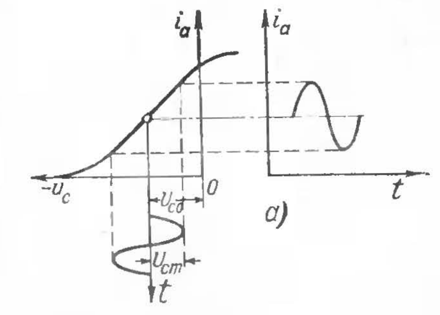
ДЛЯ ЧЕГО НУЖНЫ НЕЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ В РАДИОТЕХНИКЕ?

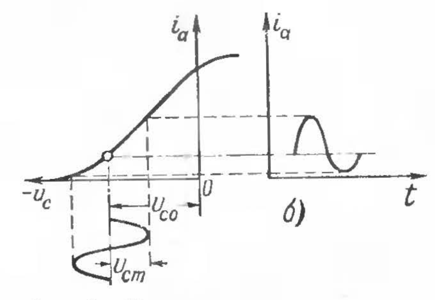
Решение этого вопроса начнем с рассмотрения работы электронной лампы в режиме усиления. В этом случае задача сводится к тому, чтобы увеличить амплитуду подводимого к сетке лампы сигнала, не изменяя формы его кривой. Процесс усиления можно было бы считать идеальным, если бы он не вносил искажений в форму усиливаемого сигнала. Иначе говоря, если к сетке лампы подводится синусоидальное напряжение, то на нагрузке, включенной в анодную цепь, также должно развиваться синусоидальное напряжение, но с амплитудой, увеличенной по сравнению с той, которая подведена к сетке лампы. Это возможно только в том случае, если характеристика зависимости анодного тока от напряжения на сетке линейна.

Однако, как видно из ламповой характеристики, только небольшую ее часть можно считать линейной. Следовательно, для осуществления неискаженного усиления необходимо

выбрать такой режим работы лампы, чтобы использовался только линейный участок ее характеристики, как это показано на фиг. 3,*а*.

Что же произойдет, если режим лампы будет выбран неверно и использоваться будет не только прямолинейный участок характеристики, но и ее нижний загиб? В этом случае, как видно из фиг. 3,*б*, положительная полуволна подводимого напряжения будет усиливаться линейно, а отрицательная — нелинейно. Вследствие этого форма кривой тока, протекающего в анодной цепи, будет отлична от синусоидальной формы напряжения, подводимого к сетке усилительной лампы, и усилительный каскад внесет искажения, вызванные нелинейностью ламповой характеристики. Отсюда ясно, что если лампа работает в режиме усиления, то всякая нелинейность ее характеристики вредна и приводит к искажению формы кривой усиливаемого напряжения. Если же используется только линейная часть ламповой характеристики, то какова бы ни была форма подводимого к сетке лампы напряжения, форма напряжения, развиваемого на анодной нагрузке, будет тождественна форме напряжения на сетке лампы.





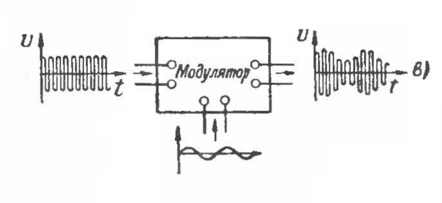
Фиг. 3. Усиление при использовании: *а* — линейного и *б* — нелинейного участков характеристики лампы.

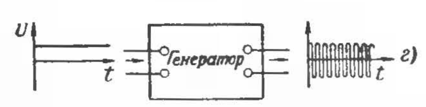
Линейная система не может быть использована для осуществления таких процессов, как выпрямление, детектирование, модуляция, преобразование частоты, генерирование и т. д. На самом деле любой из перечисленных процессов заключается в том, что форма кривой первоначального синусоидального напряжения существенно изменяется в результате воздействия его на нелинейную систему. На фиг. 4 пред-

ставлены напряжения до и после выпрямления — *а*, детектирования — *б*, модуляции — *в* и генерирования — *г*.

Как видно из фиг. 4,*а*, напряжение, подлежащее выпрямлению, имело чисто синусоидальную форму. В результате же воздействия этого напряжения на элементы выпрямителя на его выходных зажимах получилось пульсирующее напряжение, форма которого отлична от формы подведенного напряжения

Из фиг. 4,*б* видно, что на входные зажимы детектора подается синусоидальное напряжение высокой частоты, модулированное по амплитуде синусоидальным напряжением низкой частоты. На выходных же зажимах детектора получается синусоидальное напряжение одной только низкой частоты. В этом случае, как и в предыдущем, форма кривой выходного напряжения отлична от формы кривой входного напряжения. Это свидетельствует о том, что детектор также является системой нелинейной.





Фиг. 4. Воздействие нелинейных систем на форму кривой подводимого напряжения.

На фиг. 4*в* показано, что на входные зажимы модулятора подаются синусоидальное напряжение высокой частоты с постоянной амплитудой (напряжение несущей частоты) и синусоидальное напряжение низкой частоты (модулирующее напряжение). На выходных зажимах модулятора получается напряжение высокой частоты, амплитуда которого изменяется по закону изменения модулирующего напряжения. Таким образом, и в этом случае мы встречаемся с принципиальным изменением формы напряжения выходного сигнала по сравнению с входным, т. е. с процессом нелинейным.

И, наконец, как видно из фиг. 4,*г*, к генератору подводится только постоянное напряжение питания; на выходных

же зажимах его получается переменное напряжение высокой частоты. И в этом случае имеет место явно выраженная нелинейная система с нелинейным процессом генерирования.

На основании сказанного можно сделать несколько общих выводов:

1. При воздействии синусоидального напряжения на входные зажимы нелинейной системы на выходных зажимах ее появляется несинусоидальное напряжение, что сопровождается изменением частотного состава этого колебания.

2. Основные радиотехнические процессы, как-то: детектирование, модуляция, генерирование, умножение частоты, преобразование частоты и т. п., есть процессы нелинейные.

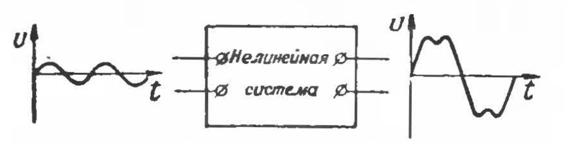
3. Для осуществления вышеперечисленных процессов необходимо использовать нелинейные элементы схем, а в случае применения электронных ламп — нелинейные участки их характеристик.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ТРАНСФОРМАЦИЯ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА

ГАРМОНИЧЕСКИЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ

Наличие в цепи нелинейного элемента приводит к трансформации спектра тока и напряжения. В выходной цепи нелинейной системы, кроме синусоидального напряжения, частота которого равна частоте напряжения на входе, появляются еще синусоидальные напряжения и токи, частоты



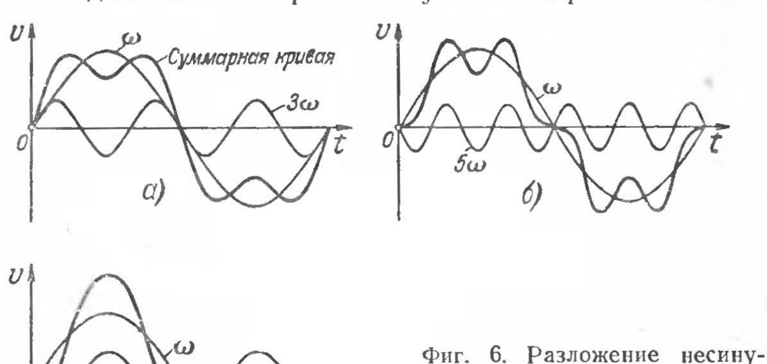
Фиг. 5. Изменение формы кривой подводимого напряжения при прохождении через нелинейную систему.

которых отличны от подведенной частоты. Поясним это явление примером.

Предположим, что к какой-либо электрической цепи, обладающей нелинейной вольтамперной характеристикой, подводится синусоидальное напряжение с частотой ω. В результате прохождения через нелинейную систему форма

кривой напряжения изменилась, и на выходных зажимах появилось напряжение искаженной формы (фиг. 5).

Представим полученную искаженную кривую напряжения в виде суммы синусоидальных кривых. Из фиг. 6,*а* видно, что она представляет собой алгебраическую сумму двух синусоидальных кривых различных частот: частоты ω и частоты 3ω. Это можно проверить, складывая их ординаты для каждого момента времени с учетом направления тока.



Фиг. 6. Разложение несинусоидальной кривой (жирная линия) на сумму синусоидальных с частотами: *а* — ω и 3ω; *б* — ω и 5ω и *в* — ω и 2ω.

В данном примере в результате прохождения сигнала через нелинейную систему на ее выходе, кроме синусоидального напряжения основной частоты (частота входного сигнала) ω, появилось еще синусоидальное напряжение с утроенной частотой 3ω.

Но при искажении формы сигнала могут получиться и другие частоты. Так, например, если на входе системы действовало синусоидальное напряжение с частотой ω, а напряжение на ее выходе оказалось несинусоидальным и имеющим форму, показанную на фиг. 6,*б*, то оно может быть представлено, как сумма синусоидальных напряжений: основной частоты ω и частоты, которая в пять раз превосходит основную, т. е. равную 5ω. Кривая, изображенная на фиг. 6,*в*, может быть представлена как результат сложения двух синусоидальных кривых с частотами: основной ω и удвоенной — 2 ω.

Мы рассмотрели несколько частных случаев, когда несинусоидальную кривую можно представить как сумму синусоидальных или гармонических составляющих. Такое представление называется разложением в тригонометрический ряд или ряд синусоидальных функций. В общем случае, всякая периодически изменяющаяся несинусоидальная кривая может быть представлена в виде суммы нескольких синусоидальных кривых различных частот. Число членов такого разложения или, иначе говоря, число гармонических составляющих зависит от формы рассматриваемой кривой и обычно весьма велико. Наглядное представление об образовании на выходе нелинейной системы новых частот дает приводимое ниже аналитическое рассмотрение этого вопроса.

АПРОКСИМАЦИЯ ВОЛЬТАМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Для того чтобы аналитически установить факт образования напряжений и токов новых частот в нелинейной системе, необходимо знать закон, по которому изменяется напряжение на ее входе, и аналитическое выражение вольтамперной характеристики такой системы.

Пусть на входе нелинейной системы действует синусоидальное напряжение с частотой ω, определяемое законом

$$u = U_m \sin \omega t.$$

Если бы система была линейна, то аналитическое выражение вольтамперной характеристики имело бы вид:

$$i = \frac{u}{Z},$$

где Z — полное сопротивление цепи.

Зависимость между током и напряжением в нелинейной системе значительно сложнее и может быть охарактеризована в большинстве случаев только приближенно. Одним из наиболее удобных способов аналитического выражения вольтамперной характеристики, часто применяемым для представления характеристики электронной лампы, является способ представления ее степенным многочленом, имеющим вид:

$$i = I_0 + au + bu^2 + cu^3 + du^4 + eu^5 + \ldots$$

В этом выражении I_0 характеризует начальный ток, протекающий в анодной цепи при отсутствии напряжения на входе системы. Если под нелинейной системой подразуме-

вать электронную лампу, то I_0 есть не что иное, как ток покоя. Коэффициенты a, b, c, d, e зависят от характера нелинейности вольтамперной характеристики.

Приближенное представление вольтамперной характеристики нелинейной системы в виде степенного многочлена называется ее апроксимацией степенным многочленом. Выбор числа членов многочлена, которым апроксимируется характеристика нелинейной системы, зависит от условий решаемой задачи.

Чем больше число членов в рассматриваемом многочлене, тем точнее он отображает зависимость между током и напряжением в нелинейной системе. Но так как математические операции с многочленами, степень которых выше пятой, крайне сложны и громоздки, вольтамперные характеристики выражают лишь в редких случаях многочленом пятой степени. Обычно же не пользуются степенью выше третьей, и характеристику представляют в виде:

$$i = I_0 + au + bu^2 + cu^3. \qquad (1)$$

Действительно, если по условиям поставленной задачи рассмотрению подлежат вопросы, касающиеся малых напряжений на сетке (меньше единицы), и коэффициенты a, b, c, d, e одного порядка, то u^4, а тем более u^5, представляют собой весьма малые величины, почти не влияющие на определяемое значение анодного тока. В этом случае характеристика лампы может быть представлена многочленом третьей или даже второй степени.

Если же по условию задачи напряжение на сетке лампы велико, то нельзя ограничиваться малым числом членов разложения, которые недостаточно точно отражают действительную характеристику при больших изменениях напряжения на сетке. В этом случае следует пользоваться многочленом пятой степени.

Таким образом, если вольтамперная характеристика нелинейной системы может быть апроксимирована многочленом, скажем, третьей степени, то легко может быть решена поставленная задача: каков будет частотный состав напряжения на выходе нелинейной системы, если на входе ее действует синусоидальное напряжение с частотой ω, т. е.

$$u = U_m \sin \omega t.$$

Для решения этой задачи подставим значения напряжения в выражение (1), определяющее зависимость тока

в нелинейной системе от приложенного напряжения. Тогда получим:

$$i = I_0 + aU_m \sin \omega t + bU^2_m \sin^2 \omega t + cU^3_m \sin^3 \omega t. \qquad (2)$$

Но известно, что

$$\sin^2 \omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}$$

и

$$\sin^3 \omega t = \frac{3 \sin \omega t - \sin 3\omega t}{4}.$$

Подставляя эти значения в выражение (2), получим:

$$i = I_0 + aU_m \sin \omega t + bU^2_m \frac{1 - \cos 2\,\omega t}{2} + $$
$$+ cU^3_m \frac{3 \sin \omega t - \sin 3\omega t}{4},$$

откуда

$$i = I_0 + aU_m \sin \omega t + \frac{bU^2_m}{2} - \frac{bU^2_m}{2} \cos 2\omega t +$$
$$+ \frac{3cU^3_m}{4} \sin \omega t - \frac{cU^3_m}{4} \sin 3\omega t.$$

Группируя члены, получим:

$$i = \left(I_0 + \frac{bU^2_m}{2} \right) + \left(aU_m + \frac{3cU^3_m}{4} \right) \sin \omega t -$$
$$- \frac{bU^2_m}{2} \cos 2\omega t - \frac{cU^3_m}{4} \sin 3\omega t.$$

Из этого выражения видно, что ток, протекающий на выходе нелинейной системы, представляется суммой токов с частотами: ω, 2ω и 3ω и что величина постоянной составляющей $I_0 + bU^2_m/2$, амплитуды второй $bU^2_m/2$ и всех четных гармоник зависят от членов разложения (2) с четными степенями, в то время как амплитуды основной частоты $aU_m + 3cU^3_m/4$, третьей гармоники $cU^3_m/4$ и всех нечетных гармоник зависят от членов разложения (2) с нечетными степенями.

Так как мы ограничились представлением вольтамперной характеристики многочленом только третьей степени, то получили наивысшую частоту гармонических состав-

ляющих, равную 3ω. При более точной апроксимации вольтамперной характеристики нелинейной системы, например многочленом пятой степени, мы убедились бы в прохождении через систему гармонических составляющих более высоких частот, в частности равных 4ω и 5ω.

Рассмотрим еще один пример воздействия синусоидального напряжения на нелинейную систему. Предположим, что на вход нелинейной системы, вольтамперная характеристика которой представляется многочленом второй степени

$$i = I_0 + au + bu^2$$

действуют два напряжения: с частотой ω_1 и с частотой ω_2; тогда

$$u_1 = U_{m1} \sin \omega_1 t \text{ и } u_2 = U_{m2} \sin \omega_2 t.$$

Результирующее напряжение на входе нелинейной системы будет:

$$u = u_1 + u_2 = U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \sin \omega_2 t.$$

Для того чтобы определить, каков будет ток в выходной цепи, подставим значения напряжения u в выражение, определяющее вольтамперную характеристику нелинейной системы:

$$i = I_0 + au + bu^2 = I_0 + a(U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \sin \omega_2 t) + b(U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \sin \omega_2 t)^2.$$

Рассмотрим отдельно выражение $(U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \sin \omega_2 t)^2$:

$$(U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \sin \omega_2 t)^2 = U^2_{m1} \sin^2 \omega_1 t + 2U_{m1}U_{m2} \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t + U^2_{m2} \sin^2 \omega_2 t.$$

Но

$$U^2_{m1} \sin^2 \omega_1 t = \frac{U^2_{m1}(1 - \cos 2\omega_1 t)}{2};$$

$$2U_{m1}U_{m2} \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t = U_{m1}U_{m2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t];$$

$$U^2_{m2} \sin^2 \omega_2 t = \frac{U^2_{m2}(1 - \cos 2\omega_2 t)}{2},$$

тогда

$$i = I_0 + a(U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \sin \omega_2 t) + b\left\{\frac{U^2_{m1}(1 - \cos 2\omega_1 t)}{2} + U_{m1}U_{m2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t] + \frac{U^2_{m2}(1 - \cos 2\omega_2 t)}{2}\right\}.$$

Группируя члены, получим:

$$i = I_0 + a(U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \sin \omega_2 t) + b\left\{\frac{U^2_{m1}}{2} + \frac{U^2_{m2}}{2} - \frac{U^2_{m1}}{2} \cos 2\omega_1 t - \frac{U^2_{m2}}{2} \cdot \cos 2\omega_2 t + U_{m1}U_{m2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t]\right\}.$$

Из полученного выражения видим, что на выходе нелинейной системы будут протекать токи:

а) $aU_{m1} \sin \omega_1 t$ и $aU_{m2} \sin \omega_2 t$,

т. е. токи с частотами приложенного напряжения;

б) $\frac{bU^2_{m1}}{2} \cos 2\omega_1 t$ и $\frac{bU^2_{m2}}{2} \cos 2\omega_2 t$,

т. е. токи с удвоенными частотами;

в) $bU_{m1}U_{m2} \cos(\omega_1 - \omega_2)t$ и $bU_{m1}U_{m2} \cos(\omega_1 + \omega_2)t$,

т. е. токи с сýммарной и разностной частотами;

г) постоянная составляющая будет иметь значение:

$$I_0 + b\frac{U^2_{m1}}{2} + b\frac{U^2_{m2}}{2}.$$

Таким образом, кроме токов, частота которых совпадает с частотами подводимого напряжения ω_1 и ω_2, в результате нелинейности вольтамперной характеристики появляются токи с удвоенными частотами $2\omega_1$ и $2\omega_2$, токи с суммарной и разностной частотами $\omega_1 + \omega_2$ и $\omega_1 - \omega_2$. Частоты $\omega_1 + \omega_2$ и $\omega_1 - \omega_2$ называются комбинационными частотами.

Мы рассмотрели простейший случай, когда вольтамперная характеристика апроксимирована многочленом вто-

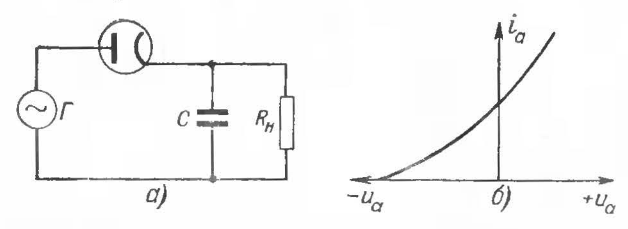
рой степени. Естественно, что при более точном выражении вольтамперной характеристики аналогичные вычисления показали бы наличие токов с частотами $3\omega_1$, $3\omega_2$, $4\omega_1$, $4\omega_2$ и т. д.; токов комбинационных частот: $\omega_1 - 2\omega_2$, $\omega_1 + 2\omega_2$, $\omega_1 - 3\omega_2$, $\omega_1 + 3\omega_2$ и т. д.; $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_1 + \omega_2$, $3\omega_1 - \omega_2$, $3\omega_1 + \omega_2$ и т. д.

Из сказанного можно сделать следующий вывод: прохождение сигналов через нелинейную систему сопровождается трансформацией спектра, т. е. образованием напряжений и токов новых частот.

ОСНОВНЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ, В КОТОРЫХ ИСПОЛЬЗУЕТСЯ ТРАНСФОРМАЦИЯ СПЕКТРА

Рассмотрим теперь основные радиотехнические процессы, для которых необходимо наличие нелинейной системы с точки зрения трансформации спектра.

Работа большого количества радиотехнических схем основана на трансформации спектра. В качестве примера остановимся на наиболее распространенных системах, в основу работы которых положен этот принцип.



Фиг. 7. Схема выпрямителя (*а*) и вольтамперная характеристика выпрямляющего элемента (*б*).

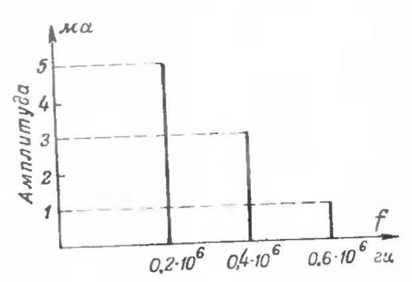
1. Выпрямление. Допустим, что источник тока подает в цепь выпрямителя переменное синусоидальное напряжение с частотой ω. Сопротивление $R_н$ представляет собой полезную нагрузку, емкость C — конденсатор фильтра (фиг. 7,*а*). Вольтамперная характеристика выпрямительной лампы имеет вид, представленный на фиг. 7,*б*.

Существует весьма распространенный способ условного графического представления частотного состава какого-либо электрического колебания: по горизонтальной оси (оси абсцисс) откладываются значения частоты, а по вертикальной оси (оси ординат) — значения амплитуды. Так как в цепи нелинейной системы протекают токи различных амплитуд и частот, то для графического изображения спектра каждую составляющую представляют в виде прямой вертикальной линии, величина которой соответствует амплитуде, а местоположение — частоте. Таким образом, если по цепи протекают токи:

i_1 с амплитудой $I_{m1} = 5$ *ма* и частотой $0{,}2 \cdot 10^6$ *гц*;
i_2 „ „ $I_{m2} = 3$ *ма* „ „ $0{,}4 \cdot 10^6$ *гц*;
i_3 „ „ $I_{m3} = 1$ *ма* „ „ $0{,}6 \cdot 10^6$ *гц*,

то графическое представление спектра такого колебания будет иметь вид, показанный на фиг. 8.

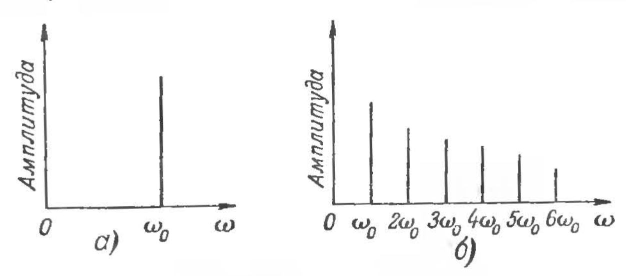
В таком представлении спектр развиваемого генератором *Г* напряжения изображен на фиг. 9,*а*. Этот график показывает, что генератор вырабатывает напряжение только одной частоты ω_0. Наличие в цепи нелинейного элемента приводит к тому, что по цепи будут протекать токи различных частот, начиная от нулевой, т. е. постоянный ток, и кончая бесконечно большой частотой. Поэтому спектр тока, протекающего в схеме фиг. 7,*а*, будет содержать бесконечное количество гармоник. Амплитуды этих гармоник убывают с увеличением их частоты. Такой спектр представлен на фиг. 9,*б*.



Фиг. 8. Пример условного представления частотного состава электрического колебания.

Из сравнения фиг. 9,*а* и 9,*б*, т. е. из сравнения спектра напряжения, подводимого к системе, и спектра тока, протекающего в ней, мы видим, что в результате нелинейности вольтамперной характеристики произошла трансформация спектра, выразившаяся в появлении новых частот, не содержащихся в первоначальном спектре. Если емкость C достаточно велика, то токи всех частот, кроме нулевой, т. е. кроме постоянного тока, пройдут по ней. Постоянный же ток будет протекать по сопротивлению $R_н$, создавая на нем постоянное напряжение. В данном случае токи всех вновь образовавшихся частот, кроме постоянной составляющей,

должны быть отфильтрованы. Их возникновение, как указывалось, объясняется нелинейностью характеристики выпрямляющего элемента. Для лучшего отделения гармонических составляющих от постоянной составляющей, кроме емкости, включается также и индуктивное фильтрующее звено — дроссель.



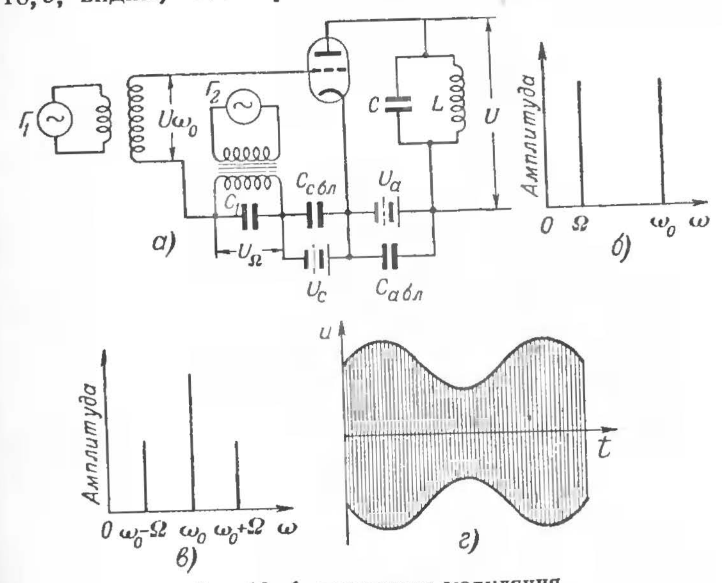
Фиг. 9. Спектр напряжения.
а — на входе и *б* — на выходе выпрямителя.

2. Модуляция. Как известно, процесс амплитудной модуляции заключается в изменении амплитуды колебаний высокой несущей частоты в соответствии с действующими на нее колебаниями низкой звуковой частоты. Этот процесс можно осуществить при помощи схемы, представленной на фиг. 10,*а*. Пусть генератор $Г_1$ развивает на своих зажимах синусоидальное напряжение высокой частоты ω_0. Генератор же $Г_2$ развивает синусоидальное напряжение низкой частоты Ω. Спектр напряжения, подводимого ко входу системы, имеет вид, представленный на фиг. 10,*б*. Если рабочая точка выбрана на нелинейном участке ламповой характеристики, то спектр анодного тока, как показывает математический анализ (см. пример воздействия двух напряжений с частотами ω_1 и ω_2 на нелинейную систему), будет состоять из: постоянной составляющей, составляющей с частотой Ω; гармонических составляющих частоты Ω, т. е. частот 2Ω, 3Ω, 4Ω, составляющей частоты ω_0; гармонических составляющих этой частоты, т. е. частот $2\omega_0$, $3\omega_0$, $4\omega_0$, и комбинационных частот $\omega_0+\Omega$, $\omega_0-\Omega$, $\omega_0+2\Omega$, $\omega_0-2\Omega$, $\omega_0+3\Omega$, $\omega_0-3\Omega$ и т. д.

Когда на выход системы включен колебательный контур, настроенный на несущую частоту, и характеристика его такова, что для токов всех частот выше $\omega_0+\Omega$ и ниже $\omega_0-\Omega$ он представляет ничтожное сопротивление, то

спектр напряжения, полученного на выходных его зажимах, будет иметь вид, изображенный на фиг. 10,*в*, а форма напряжения — на фиг. 10,*г*. На последней фигуре видно, что огибающая амплитуд напряжения высокой частоты изменяется в соответствии с действующими на нее колебаниями низкой частоты.

Из сравнения спектров, представленных на фиг. 10,*в* и 10,*б*, видим, что процесс модуляции сопровождается

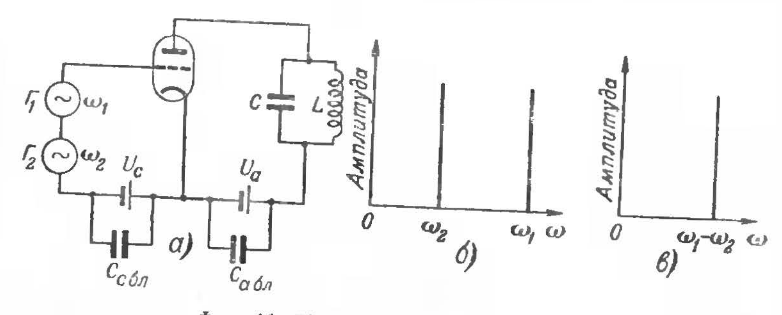


Фиг. 10. Амплитудная модуляция.
а — схема для осуществления амплитудной модуляции; *б* — спектр подводимого к модулятору напряжения; *в* — спектр модулированных колебаний; *г* — форма кривой напряжения на выходе модулятора.

трансформацией спектра, причем образование новых частот приводит к изменению формы первоначального колебания.

3. Преобразование частоты. Схема, поясняющая воздействие нелинейной системы на процесс преобразования частоты, представлена на фиг. 11,*а*. Генератор $Г_1$ вырабатывает напряжение с частотой ω_1, а генератор $Г_2$ — с частотой ω_2. В результате действия этих напряжений на нелинейную систему, в качестве которой служит лампа (при соответствующем выборе режима работы), в анодной цепи ее будут протекать токи гармонических составляющих и комбинационных частот. Так как смысл преобразо-

вания частоты заключается в выделении напряжения комбинационной частоты $\omega_1 - \omega_2$, то контур в анодной цепи настраивается именно на эту частоту. Если добротность контура достаточно велика, то можно считать, что токи всех частот, кроме частоты $\omega_1 - \omega_2$, не создают на контуре падения напряжения, так как сопротивление контура для этих частот мало. Таким образом, в результате воздействия на нелинейную систему двух э. д. с. различных частот ω_1 и ω_2 в процессе преобразования выделяется комбинационная частота $\omega_1 - \omega_2$. Спектры на входе и выходе системы представлены на фиг. 11,*а* и б.



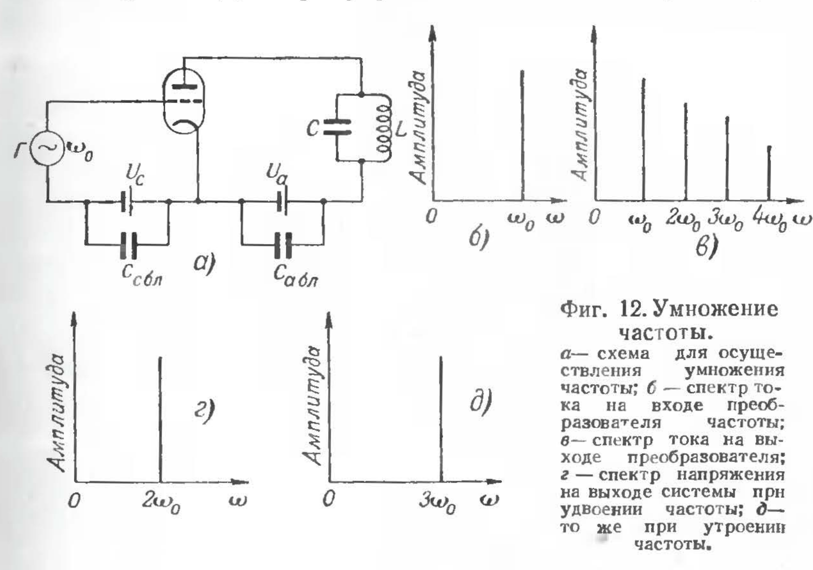
Фиг 11. Преобразование частоты.
а — схема для осуществления преобразования частоты; *б* — спектр напряжения на входе преобразователя частоты; *в* — спектр напряжения на выходе преобразователя частоты.

Следует отметить, что подобным способом могут быть выделены напряжения любой комбинационной частоты в зависимости от того, на какую частоту настроен контур.

4. Умножение частоты. Рассмотрим схему, представленную на фиг. 12,*а*. Принцип умножения частоты заключается в том, что контур в анодной цепи лампы настраивается не на частоту генератора *Г*, действующего в цепи сетки, а на одну из гармонических составляющих анодного тока. Предположим, что в сеточной цепи действует генератор, частота которого ω_0. В результате воздействия этого генератора на нелинейную систему, в которой использована лампа, в анодной цепи ее, кроме тока частоты ω_0, будут протекать также токи с частотами $2\omega_0$, $3\omega_0$, $4\omega_0$ и т. д. Если колебательный контур настроить на частоту $2\omega_0$, то только для нее он будет представлять большое сопротивление и на нем будет получаться напряжение

этой частоты. Токи же остальных частот заметного напряжения на контуре не создадут. В этом случае система будет работать, как удвоитель частоты. В общем случае, спектры тока на входе и выходе системы при умножении частоты представлены на фиг. 12,*б* и 12,*в*. На фиг. 12,*в* не отражается точное соотношение между амплитудами гармоник, а лишь указывается, что с увеличением частоты амплитуды их уменьшаются.

При удвоении частоты, т. е. при выделении частоты $2\omega_0$, спектр выходного напряжения будет иметь вид, представленный на фиг. 12,*г*, а при утроении частоты — на фиг. 12,*д*.



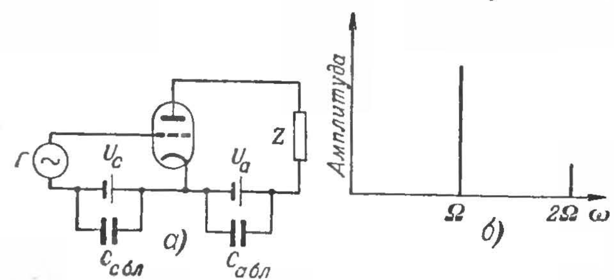
Фиг. 12. Умножение частоты.
а — схема для осуществления умножения частоты; *б* — спектр тока на входе преобразователя частоты; *в* — спектр тока на выходе преобразователя; *г* — спектр напряжения на выходе системы при удвоении частоты; *д* — то же при утроении частоты.

5. Детектирование. Процесс детектирования, как известно, заключается в преобразовании высокочастотных модулированных колебаний в колебания низкочастотные. Этот процесс может быть осуществлен при помощи схемы, показанной на фиг. 13,*а*. В цепи сетки действует генератор модулированных колебаний *Г*. Он эквивалентен всем предшествующим детектору ступеням приемника. Ранее нами было установлено, что спектр модулированных колебаний состоит из трех частот: $\omega_0 - \Omega$, ω_0 и $\omega_0 + \Omega$. Следовательно, в рассматриваемом случае во входной цепи нелинейной системы действует напряжение, спектр которого был представлен на фиг. 10,*в*.

Таким образом, модулированное по амплитуде напряжение высокой частоты, воздействующее на входную цепь детектора, можно рассматривать, как сумму напряжений трех частот:

$$\omega_0 - \Omega, \ \omega_0 \text{ и } \omega_0 + \Omega.$$

Из предыдущего рассмотрения воздействия двух напряжений разных частот на нелинейную систему из-



Фиг. 13. Детектирование.

а — схема для осуществления детектирования; *б* — спектр напряжения на выходе детектора.

вестно, что под действием этих напряжений будут протекать токи суммарной, разностной и комбинационных частот. Подобная же картина будет наблюдаться и при воздействии на нелинейную систему трех напряжений различных частот. Если сопротивление Z ничтожно мало для токов высокой частоты, то они не создадут на нем заметного падения напряжения, и поэтому их можно опустить из рассмотрения.

Как известно, основная задача детектирования заключается в выделении тока низкой частоты Ω. Действительно, разностная частота, образуемая частотами $\omega_0 + \Omega$ и ω_0, будет:

$$(\omega_0 + \Omega) - \omega_0 = \Omega.$$

Но, кроме тока с частотой Ω, через сопротивление Z будет протекать ток с частотой

$$(\omega_0 + \Omega) - (\omega_0 - \Omega) = 2\Omega.$$

Таким образом, на сопротивлении Z будут создавать падение напряжения токи с частотами Ω и 2Ω.

Несмотря на то, что амплитуда тока частоты 2Ω значительно меньше амплитуды тока с частотой Ω, пренебречь им нельзя, так как 2Ω — частота низкая, звуковая, и отделить токи с частотой 2Ω от токов с частотой Ω введением системы фильтров практически весьма трудно. Поэтому спектр напряжения, развиваемого на сопротивлении Z, т. е. спектр выходного напряжения системы, будет иметь вид, представленный на фиг. 13,*б*. Отсюда можно заключить, что в случае детектирования нелинейная система вносит искажения, выявляющиеся в появлении на выходе системы напряжения с частотой 2Ω.

Общие выводы. Из всего сказанного следует, что основные радиотехнические процессы могут быть осуществлены только при наличии нелинейной системы. Однако, как правило, нелинейная система используется в комбинации с системами линейными. Нелинейные системы во всех рассмотренных случаях применялись для того, чтобы создать токи новых частот, не существующих в подводимом сигнале, т. е. для того, чтобы трансформировать спектр. Линейные же системы из всего многообразия вновь образовавшихся частот выделяют только некоторые из них, являясь фильтрующими звеньями. Поэтому форма кривой напряжения на выходе нелинейной системы зависит от двух факторов: во-первых, от характера нелинейности вольтамперной характеристики системы и, во-вторых, от фильтрующих свойств линейной системы, используемой для выделения напряжения той или иной частоты.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ В СОВРЕМЕННЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СХЕМАХ

Из предыдущего рассмотрения должно быть ясно, что действие большинства радиотехнических схем основано на использовании нелинейных систем. Особенно широкое распространение получили нелинейные системы в таких областях современной радиотехники, как телевидение, радиолокация, импульсная техника, радиотелемеханика и т. п. Рассмотрим некоторые случаи использования нелинейных систем, представляющие собой самостоятельные схемы, входящие в различные радиотехнические аппараты в виде отдельных узлов.

РЕЛАКСАЦИОННЫЕ КОЛЕБАНИЯ

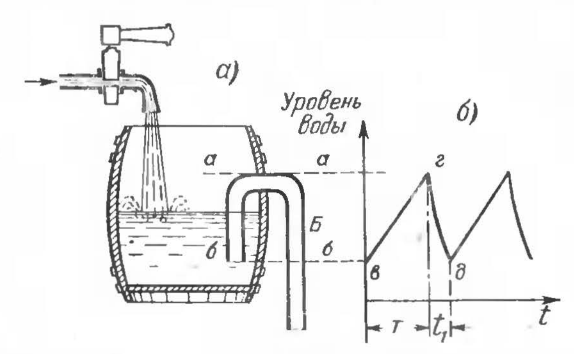
Под релаксационными понимаются такие колебания, которые имеют явно выявленную несинусоидальную форму. Источники релаксационных колебаний могут быть разбиты на два типа. В источниках первого типа (генераторах) колебания несинусоидальной формы генерируются непосредственно. Ко второму типу относятся генераторы, в которых синусоидальное напряжение преобразовывается в напряжение несинусоидальной формы. Последние называются также генераторами-преобразователями.

Колебания несинусоидальной формы чрезвычайно широко применяются в современных радиосхемах. Наибольшее распространение они получили в радиолокационной и телевизионной аппаратуре, где они служат для развертки временных процессов на экране электронно-лучевой трубки. Кроме того, они широко применяются в телемеханических системах для включения и выключения отдельных цепей в различные промежутки времени, в высокочастотных импульсных генераторах для управления посылкой импульсов и т. д.

Сущность релаксационных колебаний легко поясняется на следующем механическом примере. Пусть имеем сосуд, который наполняется водой из источника малой мощности (фиг. 14,*а*). Уровень воды в сосуде медленно повышается, и через некоторое время T достигнет отметки *а—а*. В этот момент вступает в действие труба *Б*. Так как сечение ее велико, то благодаря сифонному действию трубы *Б* сосуд начнет быстро опорожняться до тех пор, пока уровень воды не достигнет отметки *б—б*. Это произойдет за некоторый промежуток времени t_1, который значительно меньше времени наполнения сосуда. После этого сосуд снова начнет наполняться, и процесс будет повторяться. На фиг. 14,*б* этот процесс изображен графически. По оси ординат откладывается высота уровня воды в сосуде, а по оси абсцисс — время. График показывает, что в течение времени T сосуд медленно наполняется, что соответствует участку графика *в—г*. Затем вода из сосуда быстро выливается, что соответствует участку графика *г—д*. Далее процесс в точности повторяется.

Процесс релаксационных колебаний может быть подобным же образом разделен на два этапа. В первом этапе происходит накопление энергии, а во втором — ее отдача.

Приведенный нами пример относится к нелинейной системе. В данном случае система характеризуется тем, что в течение времени T она «заперта» и энергию во внешнюю цепь



Фиг. 14. Гидравлическая релаксационная система.

не отдает. Далее система «отпирается», и энергия отдается во внешнюю цепь.

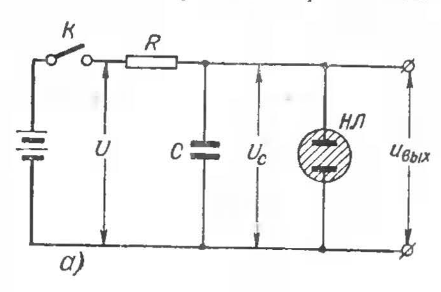
Перейдем теперь к рассмотрению схем электрических релаксационных генераторов.

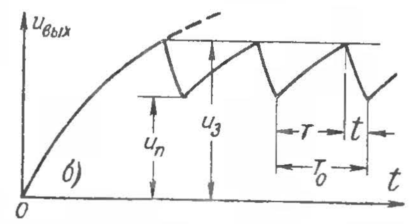
РЕЛАКСАЦИОННЫЙ ГЕНЕРАТОР С НЕОНОВОЙ ЛАМПОЙ

Рассмотрим схему, представленную на фиг. 15,*а*. При включении выключателя K конденсатор C начнет заряжаться. Если сопротивление R велико, то соответственно велико будет и время заряда, которое определяется произведением RC. Если бы в схеме неоновая лампа *НЛ* отсутствовала, то конденсатор C зарядился бы до напряжения батареи U. Однако в цепи имеется лампа. До тех пор, пока напряжение на конденсаторе C не достигло потенциала зажигания неоновой лампы, она не будет влиять на процесс заряда конденсатора C. Но как только напряжение на конденсаторе U_c достигнет величины потенциала зажигания $U_з$ неоновой лампы, в ней начнется процесс ионизации и она зажжется, вследствие чего ее сопротивление резко снизится, и конденсатор C начнет разряжаться через неоновую лампу. Процесс разряда будет продолжаться до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не упадет до величины напряжения погасания $U_п$ неоновой лампы. Как только напряжение на конденсаторе станет равным напряжению погасания неоновой лампы, ионизация в ней прекратится,

конденсатор C снова начнет заряжаться, и весь процесс повторится.

График работы такого генератора представлен на фиг. 15,*б*. Он показывает, как изменяется напряжение на выходных зажимах схемы во времени. Так как напряжение на выходных зажимах есть напряжение на конденсаторе, то, как видно из графика, в момент включения выключателя K, который мы принимаем за начало отсчета, оно равно нулю. Далее, оно постепенно возрастает, и через некоторый промежуток времени становится равным напряжению зажигания неоновой лампы $U_з$. В этот момент начнется разряд конденсатора через неоновую лампу, который продолжается в течение времени t, пока напряжение на конденсаторе, а следовательно, и на выходных зажимах схемы не станет равным напряжению погасания неоновой лампы $U_п$.





Фиг. 15. Релаксационный генератор с неоновой лампой.

а — схема генератора; *б* — временная диаграмма генератора.

Под периодом релаксационного колебания T_0 мы будем понимать время, в течение которого происходит полный цикл изменения напряжения на выходных зажимах. Для рассматриваемого случая период колебаний складывается из времени заряда и разряда конденсатора C. Иначе говоря:

$$T_0 = T + t.$$

Период релаксационных колебаний зависит от ряда факторов. В первую очередь период, как уже указывалось, зависит от произведения RC, которое характеризует время нарастания напряжения (заряда конденсатора) T. Кроме того, время нарастания напряжения зависит также и от напряжения батареи U. Чем больше напряжение батареи, тем более сильным током будет заряжаться конденсатор, а следовательно, тем быстрее напряжение на обкладках конденсатора достигнет величины потенциала зажигания. Следовательно, с увеличением напряжения батареи период релаксационных колебаний T_0 уменьшается, так как уменьшается время заряда T.

Период колебаний T_0 зависит также и от соотношения между напряжениями зажигания и погасания неоновой лампы. Так как конденсатор C разряжается до тех пор, пока напряжение на нем не станет равным напряжению погасания неоновой лампы $U_п$, а начало разряда определяется величиной напряжения зажигания неоновой лампы $U_з$, то за время разряда t напряжение на конденсаторе изменяется на величину $U_з - U_п$. Очевидно, чем больше эта разность напряжений, тем дольше будет разряжаться конденсатор и тем больше будет время разряда t. Это же рассуждение применимо к случаю заряда конденсатора. Чем больше разность $U_з - U_п$, тем дольше будет заряжаться конденсатор и тем больше будет время заряда T. Так как период релаксационных колебаний складывается из времени заряда и разряда конденсатора T и t, а они увеличиваются с увеличением разности $U_з - U_п$, то, следовательно, и период релаксационных колебаний будет увеличиваться с увеличением разности напряжений зажигания и погасания неоновой лампы. Таким образом, мы видим, что период релаксационных колебаний зависит от величин

$$R, C, U, U_з \text{ и } U_п.$$

Рассмотренная схема релаксационного генератора получила сравнительно малое практическое распространение ввиду неудобств синхронизации (см. ниже) и низкого к. п. д. Кроме того, при данной неоновой лампе и заданном напряжении регулирование периода релаксационных колебаний может быть осуществлено только за счет изменения параметров схемы R и C, что весьма часто вызывает практические неудобства из-за необходимости наличия большого количества сменных емкостей.

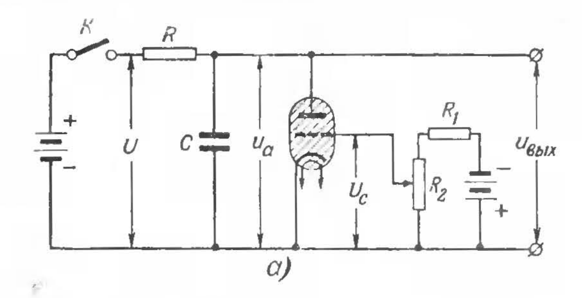
РЕЛАКСАЦИОННЫЙ ГЕНЕРАТОР НА ТИРАТРОНЕ

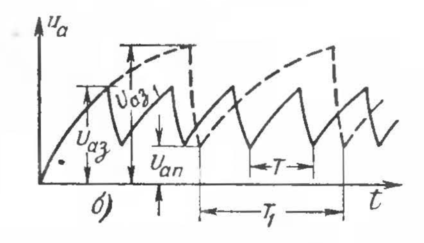
Релаксационный генератор с использованием тиратрона получил широкое практическое применение.

Основным преимуществом генератора на тиратроне по сравнению с ранее рассмотренным является возможность

простой регулировки частоты генерируемых колебаний. Схема такого генератора представлена на фиг. 16,*а*.

Как известно, потенциал зажигания тиратрона зависит от напряжения на его сетке. Чем меньше отрицательное напряжение на сетке, тем ниже потенциал зажигания тиратрона, и наоборот. Предположим, что на сетку тиратрона подается напряжение, снимаемое с делителя напряже-





Фиг. 16. Релаксационный генератор на тиратроне.
а — схема генератора; *б* — временная диаграмма генератора.

ния $R_1 - R_2$. Этому напряжению на сетке соответствует потенциал зажигания $U_{аз}$. При включении выключателя K конденсатор C будет заряжаться до тех пор, пока напряжение на нем не станет равным потенциалу зажигания. Как только напряжение на конденсаторе C станет равным $U_{аз}$, произойдет зажигание тиратрона, и начнется разряд конденсатора через тиратрон. Разряд будет продолжаться до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не станет равным напряжению погасания тиратрона $U_{ап}$. Затем процесс будет повторяться.

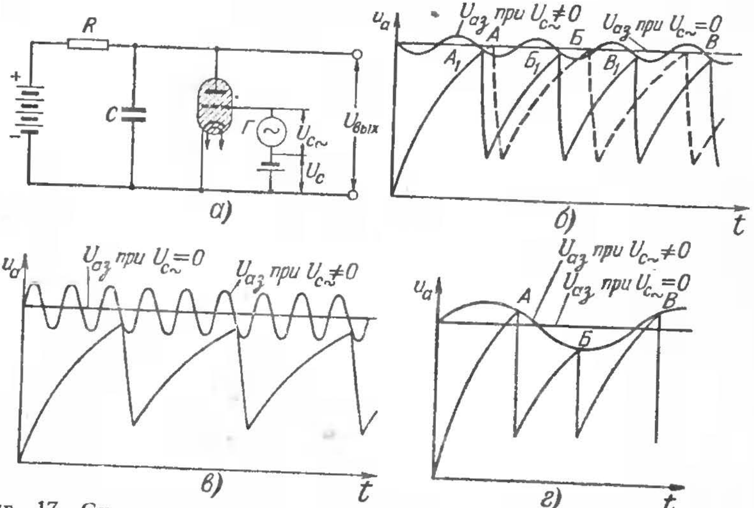
Напряжение погасания тиратрона обычно колеблется в пределах 10—20 *в* и почти не зависит от напряжения на его сетке. Если же напряжение на сетке тиратрона

уменьшить, т. е. сделать его более отрицательным, то напряжение зажигания увеличится. Тогда некоторому напряжению на сетке $U_{c1} < U_c$ будет соответствовать напряжение зажигания $U_{аз_1} > U_{аз}$. Следовательно, при включении выключателя K конденсатор C зарядится до напряжения $U_{аз_1}$, на что понадобится больше времени, чем в первом случае. Так как напряжение погасания не зависит от напряжения на сетке, то изменение напряжения на выходных зажимах схемы определится величиной $U_{аз_1} - U_{ап}$, в то время как при напряжении на сетке U_c оно определялось величиной $U_{аз} - U_{ап}$.

Таким образом, мы приходим к следующему выводу: в схеме тиратронного генератора период генерируемых колебаний и их амплитуда зависят от напряжения на сетке. При этом чем больше отрицательное напряжение на сетке, тем больше период и амплитуда колебаний.

График изменения напряжения на выходных зажимах тиратронного генератора представлен на фиг. 16,*б*. Сплошная кривая соответствует напряжению на сетке $U_c = -10$ *в*, а пунктирная $-U_{c1} = -15$ *в*. Мы видим, что в первом случае период равен некоторой величине T, а во втором случае—T_1, причем $T_1 > T$. То же можно сказать и относительно амплитуды колебаний. В первом случае она равна $U_{аз} - U_{ап}$, а во втором $U_{аз_1} - U_{ап}$, причем $U_{аз_1} - U_{ап} > U_{аз} - U_{ап}$. Благодаря этому свойству тиратронный генератор получил широкое распространение в различных радиотехнических устройствах. Зависимость периода колебаний, а следовательно, и частоты от напряжения на сетке используется для целей синхронизации. Под синхронизацией, в общем смысле этого понятия, подразумевается согласование по времени двух или нескольких явлений. В радиотехнических схемах возникает необходимость согласования периодов напряжений различных частот, создаваемых двумя источниками, причем одним из них является тиратронный генератор, а другим — генератор синусоидального напряжения. В данном случае синхронизация заключается в том, чтобы поставить частоту релаксационных колебаний в зависимость от частоты синусоидальных колебаний. Она может быть, например, равна удвоенной или утроенной частоте синусоидальных колебаний.

Принцип такой синхронизации может быть пояснен схемой, представленной на фиг. 17,*а*. Здесь, кроме постоянного напряжения U_c, на сетку тиратрона подается синхронизирующее синусоидальное напряжение $u_{c\sim}$ от генератора *Г*. Поэтому напряжение зажигания тиратрона в различные моменты времени будет различным. В те моменты,



Фиг. 17. Синхронизация релаксационного генератора на тиратроне.
а — схема генератора; *б* — временная диаграмма генератора, синхронизированного синусоидальным напряжением; *в* — временная диаграмма генератора, синхронизированного синусоидальным напряжением с частотой в три раза больше частоты релаксационных колебаний; *г* — временная диаграмма генератора, синхронизированного синусоидальным напряжением, с частотой меньше частоты релаксационных колебаний (синхронизация невозможна).

когда напряжение на сетке будет уменьшаться, т. е. становиться более отрицательным, оно будет увеличиваться, и наоборот.

На фиг. 17,*б* пунктирная кривая характеризует напряжение на тиратроне при отсутствии синхронизирующего напряжения. При наличии же последнего напряжение на тиратроне будет характеризоваться сплошной кривой. Если при отсутствии синхронизирующего напряжения зажигание тиратрона происходило в точках *А*, *Б*, *В*, то при наличии его, как только напряжение на конденсаторе достигнет точки $А_1$, произойдет зажигание, которое затем будет повторяться в точках $Б_1$, $В_1$ и т. д. В данном случае частота синхронизации больше частоты релаксационных колебаний.

На фиг. 17,*в* показаны кривые релаксационного и синхронизирующего напряжения, причем частота последнего в три раза больше частоты релаксационных колебаний.

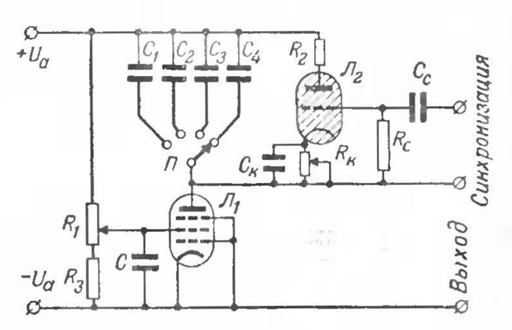
Из рассмотрения графиков, представленных на фиг. 17,*б* и 17,*в*, видно, что частота релаксационных колебаний зависит от частоты синхронизирующего напряжения. При изменении частоты синхронизирующего напряжения будет изменяться и частота релаксационных колебаний.

Мы рассмотрели случай, когда частота синхронизирующего напряжения больше частоты релаксационных колебаний. Рассмотрим теперь случай, когда частота синхронизирующего напряжения меньше частоты релаксационных колебаний. Этот случай поясняется графиком, представленным на фиг. 17,*г*. Из этого графика видно, что зажигание тиратрона будет происходить в точках *А*, *Б*, *В*, что приведет к изменению амплитуды релаксационных колебаний. Действительно, амплитуда релаксационных колебаний в точке *А* больше, чем в точке *Б*. Кроме того, зажигание тиратрона, в отличие от вышерассмотренных графиков, происходит при различных фазах синхронизирующего напряжения. Иначе говоря, в этом случае синхронизацию осуществить невозможно.

Широкое применение тиратронный генератор нашел в схемах разверток при использовании электронно-лучевых трубок. Для того чтобы получить на экране электронно-лучевой трубки неискаженную форму исследуемого напряжения, напряжение развертки должно линейно возрастать и быстро спадать. В рассмотренной нами системе напряжение возрастает не линейно, а по экспоненциальной кривой. Наиболее действенным способом приближения возрастающего криволинейного участка релаксационного колебания к прямой линии является способ замены сопротивления *R*, через которое заряжается конденсатор *С* (фиг. 16,*а*), электронной лампой, у которой ток в анодной цепи весьма мало зависит от напряжения на аноде. Такой лампой может служить пентод при соответствующем выборе режима его работы. Если ток, заряжающий конденсатор, поддерживать постоянным, то заряд его и напряжение на нем будут возрастать линейно.

Широко распространенная практическая схема релаксационного генератора, применяющаяся для развертки в электронно-лучевых трубках, представлена на фиг. 18. В этой схеме при помощи переключателя *П* можно включать лю-

бую из емкостей: C_1, C_2, C_3, C_4. Это дает возможность менять частоту релаксационных колебаний. Пусть переключатель $П$ находится в первом положении. Тогда при включении схемы конденсатор C_1 начнет заряжаться через лампу, которая в данном случае выполняет роль сопротивления R в схеме фиг. 16,*а*. Изменяя при помощи потенциометра R_1 напряжение на экранирующей сетке лампы, мы, тем самым, изменим величину сопротивления, через которое протекает ток заряда конденсатора C_1, следовательно, изменим и частоту колебаний. Таким образом, рассматриваемая схема дает возможность путем изменения экранного напряжения лампы $Л_1$ и подбора соответствующего конденсатора C_1, C_2, C_3 или C_4 в широких пределах изменять частоту колебаний генератора. После того как напряжение на конденсаторе C_1 достигнет потенциала зажигания тиратрона, произойдет его разряд через лампу $Л_2$. Величина потенциала зажигания лампы $Л_2$ зависит от величины сопротивления $R_к$, ибо падение напряжения на этом сопротивлении определяет величину отрицательного потенциала на сетке тиратрона. Так как в моменты заряда конденсатора C_1 ток через тиратрон не проходит, то отсутствует и отрицательный потенциал на его сетке, что резко понижает потенциал зажигания. Для того чтобы не было этого сопротивление $R_к$ шунтируется большой емкостью $C_к$; она заряжается во время разряда конденсатора и разряжается через сопротивление $R_к$, в то время как конденсатор C_1 заряжается, поддерживая, тем самым, отрицательный потенциал сетки тиратрона относительно его катода. Так как газонаполненные лампы легко выходят из строя, если через них протекает чрезмерно большой ток, то для ограничения величины тока в анодную цепь тиратрона обычно включают добавочное сопротивление R_2, величина которого лежит в пределах 300—800 *ом*. Синхронизирующее напряжение в этой схеме, как и в предыдущей, подается на сетку тиратрона.



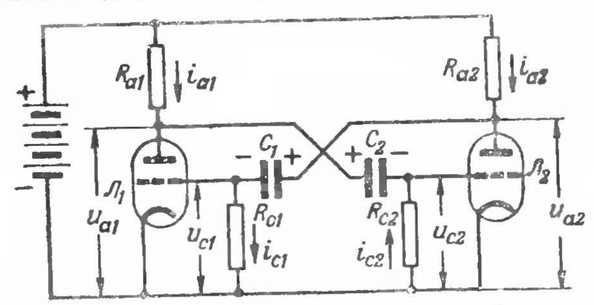
Фиг. 18. Практическая схема релаксационного генератора на тиратроне.

Рассмотренная схема дает возможность получить релаксационные колебания, форма которых определяется почти линейным возрастанием и спаданием напряжения на выходных зажимах генератора.

Весьма существенным недостатком релаксационных генераторов на газонаполненных лампах является невозможность получения частоты релаксации больше 50—100 *кгц*. Это объясняется тем, что у газонаполненных приборов прекращение ионизации и восстановление молекул газа (деионизация) происходят не мгновенно, а в течение 25—50 *мксек*. Поэтому релаксационные генераторы на газонаполненных лампах строятся в тех случаях, когда частота колебаний не должна превышать указанных выше величин. Если же необходимо получить колебания более высоких частот, то применяются схемы релаксационных генераторов на электронных лампах.

РЕЛАКСАЦИОННЫЙ ГЕНЕРАТОР НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ (МУЛЬТИВИБРАТОР)

На фиг. 19 представлена схема релаксационного генератора с реостатно-емкостными связями. Эта схема получила название мультивибратора. Впервые мультивибратор был описан еще в 1918 г., как схема для получения импульсов напряжения. Сущность работы схемы заключается в следующем. После включения напряжений накала и анода через лампу $Л_1$ потечет ток i_{a1}, на аноде ее возникнет напряжение u_{a1}, а на сетке—u_{c1}. Через лампу $Л_2$ потечет ток i_{a2}; на аноде ее возникнет напряжение u_{a2}, а на сетке—



Фиг. 19. Принципиальная схема мультивибратора.

u_{c2}. Вследствие этого конденсаторы C_1 и C_2 зарядятся. Знаки возникшего на них напряжения указаны на схеме.

Если все элементы, составляющие левую часть схемы, точно равны элементам, входящим в правую часть схемы, и характеристики ламп $Л_1$ и $Л_2$ не отличаются друг от друга, то токи i_{a1} и i_{a2} будут равны, а также будут равны напряжения u_{a1} и u_{a2}, u_{c1} и u_{c2}.

В таком состоянии схема долго находиться не может. Как известно, всякой электронной лампе свойственен флюктуационный эффект, сущность которого заключается в том, что электроны вылетают из катода хаотически; поэтому, если сравнивать количества электронов, попадающих на анод лампы за весьма малые, но одинаковые промежутки времени, то окажется, что они различны. Анодный ток кажется постоянным при неизменных потенциалах на электродах лампы лишь вследствие чрезвычайно большого количества электронов, попадающих на анод. На самом же деле только некоторое среднее значение анодного тока лампы при постоянных потенциалах на ее электродах можно считать величиной постоянной. В отдельные же моменты времени существуют отклонения от этой средней величины анодного тока. Поэтому, если сравнивать величины анодного тока за отдельные, но равные промежутки времени, то вследствие хаотичности электронной эмиссии они не будут равны друг другу.

Наличия флюктуаций в лампах $Л_1$ и $Л_2$ уже достаточно, для того чтобы в схеме мультивибратора возник колебательный процесс. Такое состояние схемы называется режимом неустойчивого равновесия. Предположим, что по указанным причинам ток через лампу $Л_1$ возрос. Если ток i_{a1} увеличился, то увеличилось и падение напряжения на нагрузке R_{a1} лампы $Л_1$, а следовательно, уменьшилось напряжение на аноде u_{a1}. Тогда конденсатор C_2 начнет разряжаться через лампу $Л_1$ и сопротивление R_{c2}, по которому потечет ток i_{c2} в направлении, указанном стрелкой. В результате прохождения тока по сопротивлению R_{c2}, на сетке лампы $Л_2$ появится дополнительный отрицательный потенциал относительно ее катода, что вызовет уменьшение тока i_{a2}. Уменьшение же тока i_{a2} приведет к уменьшению падения напряжения на сопротивлении R_{a2} и увеличению напряжения u_{a2} на аноде лампы $Л_2$. Возрастание напряжения u_{a2}, в свою очередь, вызовет дополнительный заряд конденсатора C_1. Ток i_{c1}, заряжающий

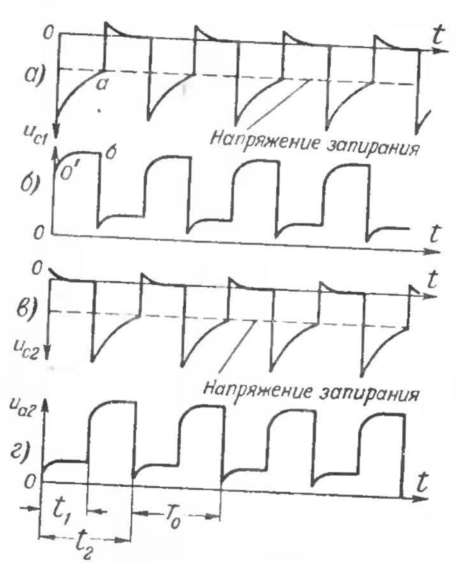
этот конденсатор, будет протекать по сопротивлению R_{c1} в направлении, указанном стрелкой, создавая на нем напряжение, уменьшающее отрицательный потенциал сетки лампы $Л_1$ относительно ее катода, что приводит к возрастанию анодного тока i_{a1} лампы $Л_1$. Возрастание тока i_{a1} вызовет уменьшение напряжения u_{a1}, разряд конденсатора C_2 и т. д., что, в конце концов, приведет опять к возрастанию тока i_{a1}. Процесс этот будет продолжаться, пока ток через лампу $Л_1$ не достигнет максимума, а лампа $Л_2$ не запрется. В таком состоянии схема будет находиться до тех пор, пока разрядный ток конденсатора C_2 не уменьшится настолько, что падение напряжения на сопротивлении R_{c2} станет таким, что лампа $Л_2$ отопрется. Это приведет к увеличению тока i_{a2}, уменьшению напряжения на аноде лампы $Л_2$, разряду конденсатора C_1 и т. д.

В результате в схеме будет протекать процесс, аналогичный рассмотренному выше, с той лишь разницей, что теперь будет увеличиваться ток лампы $Л_2$ и уменьшаться ток лампы $Л_1$. После завершения этого цикла лампы $Л_1$ и $Л_2$ снова поменяются ролями и т. д.

Возрастание тока, протекающего через лампу $Л_1$, и уменьшение тока через лампу $Л_2$ происходят в течение весьма короткого промежутка времени, определяемого долями микросекунды. На фиг. 20 представлены диаграммы изменения напряжений в мультивибраторе. Рассмотрим их. Начнем отсчет от некоторого нулевого момента времени, когда лампа $Л_1$ заперта и большое отрицательное напряжение на ее сетке начинает уменьшаться. Пока напряжение на сетке лампы $Л_1$ не достигнет величины, соответствующей отпиранию лампы, т. е. точки *а* на фиг. 20,*а*, напряжение на ее аноде будет определяться участком *о'б* (фиг. 20,*б*). Напряжение на сетке лампы $Л_2$ в течение этого промежутка времени будет близко к нулю (фиг. 20,*в*). Следовательно, анодный ток этой лампы будет максимален, а напряжение на аноде — минимально (фиг. 20,*г*). В момент времени t_1 произойдет отпирание лампы $Л_1$; напряжение на ее сетке мгновенно возрастет, что вызовет увеличение тока i_{a1}, уменьшение анодного напряжения u_{a1}, резкое увеличение отрицательного напряжения на сетке лампы $Л_2$, падение ее анодного тока i_{a2} и возрастание анодного напряжения u_{a2}. Промежуток времени $0-t_1$ соответствует медленному разряду конденсатора C_2. В момент времени t_1 конденсатор C_2 быстро разрядится, и в промежутке вре-

мени $t_1 - t_2$ работу схемы будет определять разряд конденсатора C_1.

Выше указывалось, что наличие флюктуаций определяло начало лавинообразного процесса в схеме мультивибратора. Однако надо иметь в виду, что колебательный процесс в мультивибраторе может возникнуть лишь в случае выполнения условий самовозбуждения. Действительно, если под действием флюктуаций произошло приращение тока i_{a1} (фиг. 19), то увеличилось и напряжение на сопротивлении R_{a1}, что согласно предыдущему рассмотрению в результате приведет к заряду конденсатора C_1 и вызовет появление на сетке лампы $Л_1$ дополнительного положительного потенциала относительно ее катода. Это, в свою очередь, приведет к дополнительному приращению тока i_{a1}, а следовательно, и напряжения на сопротивлении R_{a1}. Естественно, что для возрастания процесса необходимо, чтобы приращение напряжения на сопротивлении R_{a1}, вызванное зарядом конденсатора C_1, было больше первоначального приращения, вызванного флюктуациями. Это возможно, если коэффициент усиления всей системы больше единицы. Так как приращение напряжения на сопротивлении R_{a1} зависит от коэффициентов усиления левой и правой частей схемы, которые соответственно обозначим K_1 и K_2, то условие самовозбуждения мультивибратора выразится, как:



Фиг. 20. Временные диаграммы мультивибратора.

$$K_1 \cdot K_2 > 1.$$

Если считать, что параметры левой и правой частей схемы одинаковы, то можем написать;

$$K_1 = K_2 = K,$$

где под K следует понимать коэффициент усиления левой или правой частей схемы лишь для того момента времени, когда лампы отперты.

Левая и правая части схемы представляют собой усилительные каскады на сопротивлениях. Коэффициент усиления такого каскада равен

$$K = \frac{\mu \cdot R_a}{R_a + R_i},$$

где μ — коэффициент усиления лампы;
R_a — сопротивление нагрузки;
R_i — внутреннее сопротивление лампы.

Так как в рассматриваемом случае элементы левой и правой частей схемы тождественны, то

$$\mu_1 = \mu_2 = \mu; \; R_{a1} = R_{a2} = R_a; \; R_{i1} = R_{i2} = R_i; \; R_{c1} = R_{c2} = R_c.$$

Тогда условия самовозбуждения могут быть сформулированы так: коэффициенты усиления левого и правого каскадов мультивибратора должны превышать единицу, т. е.

$$K = \frac{\mu \cdot R_a}{R_a + R_i} > 1.$$

Это выражение справедливо лишь в том случае, если сопротивления утечки сетки $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ значительно больше сопротивлений анодных нагрузок $R_{a1} = R_{a2} = R_a$. В противном же случае R_c оказывает на R_a шунтирующее действие, которое необходимо учитывать. Поэтому будем считать $R_c \gg R_a$, что справедливо для большинства практических случаев.

Так как по условию самовозбуждения

$$\frac{\mu \cdot R_a}{R_a + R_i} > 1,$$

то

$$\mu R_a > R_a + R_i,$$

откуда

$$\mu R_a - R_a > R_i,$$

а следовательно,

$$R_a(\mu - 1) > R_i.$$

Обычно у используемых на практике трехэлектродных ламп коэффициент усиления μ значительно больше единицы, поэтому приближенно можно считать, что

$$\mu - 1 \approx \mu.$$

Тогда последнее выражение примет вид:

$$R_a \mu > R_i,$$

откуда

$$R_a > \frac{R_i}{\mu}.$$

Но величина R_i/μ есть величина обратная крутизне характеристики лампы, т. е. $R_i/\mu = 1/S$.

Следовательно, в окончательном виде условие самовозбуждения симметричного мультивибратора запишется так:

$$R_a > \frac{1}{S}.$$

В этом выражении S — крутизна прямолинейного участка ламповой характеристики (даваемая в справочниках). Но условие самовозбуждения должно выполняться и в том случае, если рабочая точка находится на загибе характеристики, где крутизна уменьшается. Поэтому для заведомого обеспечения условия самовозбуждения последнее неравенство может быть написано в таком виде:

$$R_a \gg \frac{1}{S} \text{ или } S \gg \frac{1}{R_a},$$

т. е. анодные нагрузки ламп мультивибратора должны быть намного больше обратной величины их крутизны характеристики. Сопротивление же утечки сетки R_c обычно берется в 5—10 раз больше сопротивления нагрузки R_a.

Как видно из рассмотренной диаграммы, период колебаний T_0, генерируемых мультивибратором, зависит от

параметров схемы и, в частности, от постоянных времени сеточных цепей R_1C_1 и R_2C_2. Приближенно, период генерируемых мультивибратором колебаний может быть определен по формуле

$$T_0 = R_1C_1 + R_2C_2.$$

Если, например, $R_1 = R_2 = 1$ *мгом*, а $C_1 = C_2 = 0{,}1$ *мкф*, то

$$T_0 = 10^6 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6} + 10^6 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6} = 0{,}2 \text{ сек.},$$

а частота колебаний

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{0{,}2} = 5 \text{ гц}.$$

Если же $R_1 = R_2 = 10\,000$ *ом*, а $C_1 = C_2 = 0{,}001$ *мкф*, то период колебаний

$$T_0 = 10^4 \cdot 0{,}001 \cdot 10^{-6} + 10^4 \cdot 0{,}001 \cdot 10^{-6} = 0{,}002 \cdot 10^{-2} = \\ = 0{,}00002 \text{ сек.},$$

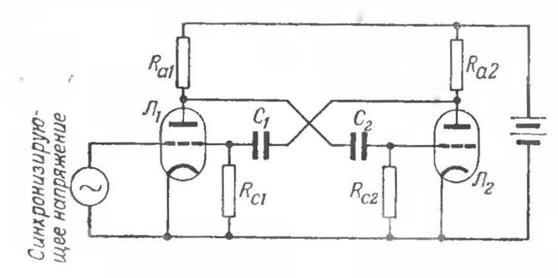
а частота колебаний

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{0{,}00002} = 50\,000 \text{ гц}.$$

Частота собственных колебаний мультивибратора может изменяться в широких пределах. Для этой цели в схему мультивибратора вводится набор емкостей C_1 и C_2. Переключение их дает возможность скачкообразно изменять частоту мультивибратора. Для плавного изменения частоты в незначительных пределах сопротивления R_{c1} и R_{c2} делаются переменными. Изменение емкостей и сопротивлений осуществляется таким образом, что симметричность схемы не нарушается, т. е. изменение параметров обеих половин схемы производится одновременно.

Стабильность частоты колебаний, генерируемых мультивибратором, в значительной степени зависит от постоянства анодного и накального напряжений. В ряде практических

случаев оказывается, что стабильность частоты собственных колебаний мультивибратора недостаточна. В этих случаях применяют синхронизацию. Принципиально синхронизацию можно осуществить по схеме, представленной на фиг. 21. Частота синхронизирующего напряжения должна быть больше частоты генерируемых колебаний. Форма же синхрони-



Фиг. 21. Схема синхронизации мультивибратора.

зирующего напряжения обычно имеет вид периодически повторяющихся импульсов. Однако для целей синхронизации мультивибратора возможно применение и синусоидального напряжения.

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

Перейдем теперь к рассмотрению другого типа релаксационного генератора, также широко распространенного в различных радиотехнических установках, называемого блокинг-генератором.

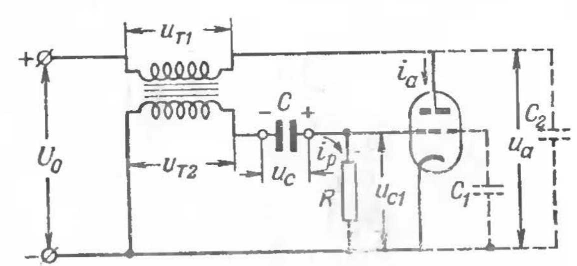
Принципиальная схема блокинг-генератора представлена на фиг. 22. Форма кривой напряжения, генерируемого блокинг-генератором, зависит от параметров схемы. В большинстве случаев блокинг-генератор используется как генератор релаксационных колебаний, но принципиально он может генерировать и колебания, близкие к синусоидальным.

Всякий ламповый генератор с самовозбуждением является системой нелинейной. Радиолюбителям хорошо известны схемы и принципы действия ламповых генераторов с самовозбуждением, генерирующих колебания синусоидальной формы. Поэтому этот вопрос мы опускаем.

Как видно из фиг. 22, схема блокинг-генератора отличается от схемы обычного лампового генератора с самовозбуждением отсутствием колебательных контуров. Применение трансформатора со стальным сердечником не обяза-

тельно. Это делается лишь в случаях необходимости получения более крутого фронта импульсов генерируемого напряжения.

Рассмотрим принцип действия схемы, представленной на фиг. 22. Предположим, что лампа блокинг-генератора заперта, т. е. в данный момент времени на ее сетку подается отрицательное напряжение, превышающее или равное напряжению запирания лампы, при некотором напряжении на аноде u_a. Если лампа заперта, то напряжение на аноде равно напряжению анодной батареи, т. е. $u_a = U_0$. Лампа



Фиг. 22. Принципиальная схема блокинг-генератора.

может быть запертой, если ранее заряженный конденсатор C разряжается через сопротивление R. Так как сопротивление R во много раз больше сопротивления вторичной обмотки трансформатора, то можно считать, что время разряда конденсатора C определяется только произведением RC. Разрядный ток конденсатора, протекая по вторичной обмотке трансформатора, будет индуктировать в его первичной обмотке э. д. с., которой мы также пренебрегаем вследствие ее малой величины. Если напряжение на конденсаторе u_c имело знаки, указанные на схеме, то разрядный ток его i_p, протекающий по сопротивлению R, создаст на нем напряжение $i_pR = u_{c1}$, величина которого равна, а знак—противоположен напряжению на конденсаторе. Падением напряжения на вторичной обмотке трансформатора пренебрегаем. Следовательно, $u_c = -u_{c1}$. В некоторый момент времени напряжение на сетке u_{c1} станет равным напряжению отпирания (запирания) лампы. Тогда лампа отопрется, и в анодной цепи появится ток i_a. Если обмотки трансформатора включены так, что увеличение тока в первичной обмотке вызывает увеличение положи-

тельного потенциала на сетке лампы, то появление тока i_a вызовет уменьшение отрицательного напряжения на сетке. Это в свою очередь вызовет увеличение тока i_a, что приведет к еще большему уменьшению отрицательного напряжения на сетке, и т. д. Очевидно, что по мере увеличения анодного тока i_a напряжение на аноде будет уменьшаться за счет падения напряжения на первичной обмотке трансформатора. Оно будет равно

$$u_a = U_0 - u_{T1}.$$

Если крутизна характеристики лампы велика, то, несмотря на уменьшение напряжения на аноде, ток будет возрастать, пока величина его не достигнет величины тока насыщения лампы. Процесс нарастания анодного тока происходит чрезвычайно быстро, лавинообразно. Чем же определяется скорость нарастания анодного тока? Очевидно, что скорость возрастания анодного тока определяется скоростью изменения напряжений на аноде и сетке лампы Так как в рассматриваемой схеме существуют паразитные емкости C_1 и C_2, отмеченные пунктиром, величина которых определяется межэлектродными емкостями анод — катод, сетка — катод и анод — сетка, а также емкостью обмоток трансформатора, то скорость нарастания напряжения на аноде и сетке, а следовательно, и определяемая ими скорость нарастания анодного тока, будут определяться величинами емкостей C_1 и C_2. Действительно, если эти емкости велики, то напряжение на аноде и сетке будет возрастать медленно, так как время заряда этих емкостей будет длительным. Наоборот, при малых величинах емкостей C_1 и C_2 процесс будет протекать весьма быстро. Если же емкости C_1 и C_2 равны нулю, то можно считать, что возрастание анодного тока происходит мгновенно.

Итак, процесс нарастания анодного тока сопровождается разрядом конденсатора C и уменьшением отрицательного напряжения на сетке.

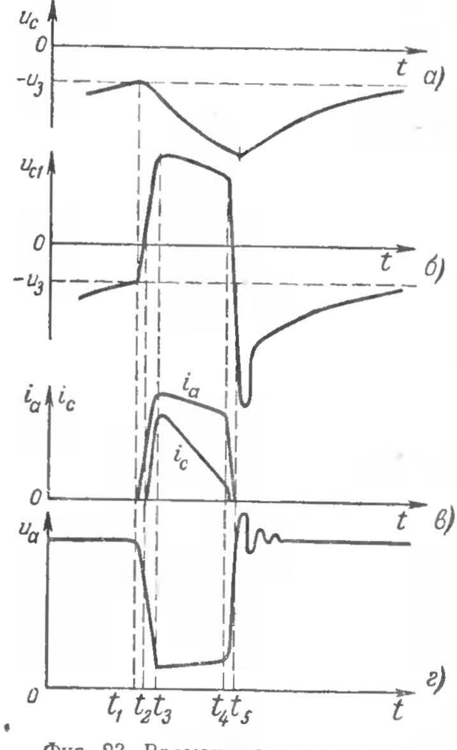
В некоторый момент времени напряжение на сетке станет равным нулю. Этот момент сопровождается появлением сеточного тока. Сеточный ток будет заряжать конденсатор C. Проходя по вторичной обмотке трансформатора, он будет индуктировать в ней э. д. с. самоиндукции, которая будет препятствовать возрастанию тока сетки и иметь знаки, обратные э. д. с., индуктируемой во вторичной обмотке током, протекающим по первичной обмотке трансформатора. Напряжение на сетке лампы определяется тремя величинами: напряжением u_c на конденсаторе C, э. д. с., индуктируемой во вторичной обмотке трансформатора в результате прохождения анодного тока по его первичной обмотке u_{T2}, и э. д. с. самоиндукции вторичной обмотки u_2, возникающей в результате прохождения по ней сеточного тока лампы i_{c1}. В рассматриваемый момент времени напряжение u_{T2} имеет знаки, противоположные напряжениям u_c и u_2. Поэтому выражение для напряжения на сетке напишется так:

$$u_{c1} = u_{T2} - u_c - u_2.$$

Процесс нарастания анодного тока может существовать лишь в том случае, если напряжение, поступающее из анодной цепи в сеточную (u_{T2}), больше э. д. с. самоиндукции, препятствующей нарастанию лавинообразного процесса. Ясно, что анодный ток i_a не может возрастать до бесконечности. Возрастание его сопровождается уменьшением напряжения на аноде, что замедляет процесс возрастания тока. Когда же анодный ток достигнет величины тока насыщения лампы, лавинообразный процесс прекратится.

Дальнейший процесс изменения токов и напряжений в блокинг-генераторе сводится к следующему. Так как скорость изменения анодного тока i_a резко уменьшилась, то уменьшится и u_{T2}, что в свою очередь приведет к уменьшению напряжения на сетке лампы. Уменьшение же напряжения на сетке вызовет сначала уменьшение, а затем и полное прекращение сеточного тока. Процесс спадания напряжения на сетке не может произойти мгновенно, так как уменьшение сеточного тока вызывает э. д. с. самоиндукции во вторичной обмотке трансформатора, которая, как всякая э. д. с., направлена обратно причине, ее вызывающей, и тем самым препятствует уменьшению сеточного тока. С момента появления сеточного тока конденсатор C начинает заряжаться, что сопровождается уменьшением напряжения u_{c1} на сетке. Однако это уменьшение не вызовет резкого уменьшения анодного тока i_a, ибо величина его определяется областью токов насыщения лампы, для которой крутизна характеристики мала. Следовательно, изменение напряжения на сетке лампы не оказывает существенного влияния на величину анодного тока. Но постепенно анодный ток лампы уменьшается и величина его начинает определяться уже участком характеристики с большей крутизной, что приводит к увеличению скорости спадания

анодного тока. Это, в свою очередь, вызовет э. д. с. во вторичной обмотке u_{T2}, которая еще больше уменьшит напряжение на сетке, так как теперь знак этой э. д. с. изменился на обратный по сравнению с процессом возрастания тока i_a. Таким образом, снова возникает лавинообразный процесс, но уже обратного направления. Процесс будет протекать до тех пор, пока лампа не окажется запертой, после чего снова начнется повторение рассмотренного цикла.



Фиг. 23. Временные диаграммы блокинг-генератора.

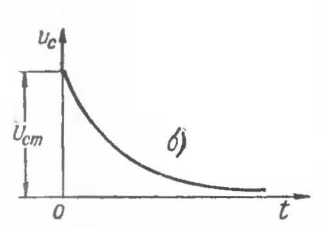
Перейдем теперь к рассмотрению графика изменений токов и напряжений в схеме блокинг-генератора. На фиг. 23 представлены графики изменения напряжения на конденсаторе C (*а*), напряжения на сетке u_{c1} (*б*), анодного и сеточного токов (*в*) и напряжения на аноде (*г*). Из этих графиков видно, что до момента времени t_1 напряжение на конденсаторе велико (*а*), а следовательно, велико и отрицательное напряжение на сетке лампы u_{c1} (*б*). Поэтому лампа заперта, и анодный ток $i_a = 0$. Отрезок времени 0—t_1 соответствует разряду конденсатора. Напряжение на конденсаторе в любой момент времени, соответствующий этому отрезку, может быть определено из соотношения

$$u_c = U_{cm} e^{-\frac{t}{RC}},$$

где U_{cm} — наибольшее напряжение, до которого был заряжен конденсатор.

Эта зависимость характеризует закон убывания напряжения на конденсаторе C при его разряде через сопротивление R. Она называется экспоненциальной зависимостью и может быть пояснена следующим примером. На фиг. 24,*а* показана простейшая схема, которая дает возможность зарядить конденсатор C, а затем разрядить через сопротивление R. Пусть в положении *а* переключателя K конденсатор зарядился до напряжения U_{cm}. Если затем переключатель K перевести в положение *б*, то конденсатор начнет разряжаться через сопротивление R. Кривая, характеризующая убывание напряжения на обкладках конденсатора C, представлена на фиг. 24,*б*. Эта кривая определяется уравнением

$$u_c = U_{cm} e^{-\frac{t}{RC}}.$$



Фиг. 24. Разряд конденсатора через активное сопротивление.

Мы видим, что в начале конденсатор C разряжается быстро; в дальнейшем же разряд протекает все медленнее и медленнее. Из последней формулы вытекает, что если произведение RC велико, то конденсатор будет разряжаться в течение более продолжительного времени, а значит, напряжение на нем в любой момент времени будет больше, чем при малом значении произведения RC. Характер кривой разряда конденсатора легко объяснить с физической стороны. В момент установки переключателя K в положение *б* разность потенциалов на обкладках конденсатора наибольшая, и в этот момент через сопротивление R будет протекать наибольший разрядный ток, в результате чего конденсатор будет быстро разряжаться. Убывание заряда конденсатора вызывает уменьшение разрядного тока, что в свою очередь, приводит к более медленному убыванию заряда.

При рассмотрении процессов, протекающих в блокинг-генераторе в интервале времени $0 - t_1$ (фиг. 23), мы имеем разряд, подобный рассмотренному разряду конденсатора через сопротивление.

Отрезок $t_1 - t_4$ соответствует заряду конденсатора сеточным током i_{c1}. В то время как конденсатор C разряжается и напряжение на его обкладках падает, напряжение на сетке лампы увеличивается (уменьшается отрицательное смещение u_1). Величина напряжения на сетке в любой момент интервала $0 - t_1$ может быть определена из соотношения

$$u_{c1} = u_{cm} e^{-\frac{t}{RC}},$$

т. е. напряжение на сетке зависит только от напряжения на конденсаторе. Так как в интервале $0 - t_1$ лампа заперта, то анодный ток через нее не протекает (*в*). Поэтому напряжение на аноде (*г*) есть величина постоянная и равная напряжению источника питания, т. е. $u_a = U_0$.

К моменту времени t_1 конденсатор C разрядится настолько, что напряжение на нем станет равным напряжению отпирания лампы. Этот момент соответствует появлению анодного тока i_a.

Теперь напряжение на сетке u_{c1} будет определяться уже не только напряжением на конденсаторе, а суммой напряжений, т. е. напряжением на конденсаторе u_c и э. д. с. самоиндукции u_{T2}, возникающей во вторичной обмотке трансформатора в результате прохождения тока i_a по его первичной обмотке. Иначе говоря, для интервала $t_1 - t_2$ напряжение на сетке $u_{c1} = -u_c + u_{T2}$. В момент времени t_2 напряжение на сетке становится равным нулю, так как напряжение u_c на конденсаторе компенсируется э. д. с. u_{T2}. Этот момент соответствует появлению тока сетки i_{c1} (*в*). В интервале $t_2 - t_3$ напряжение на сетке u_{c1} определяется уже тремя слагаемыми: кроме u_c и u_{T2}, оно определяется и э. д. с. самоиндукции u_2 вторичной обмотки трансформатора, возникающей в результате прохождения через нее тока сетки i_{c1}. Поэтому на участке $t_2 - t_3$ напряжение на сетке: $u_{c1} = -u_c + u_{T2} - u_2$. Интервал $t_1 - t_3$ соответствует лавинообразному процессу в схеме блокинг-генератора. Напряжение на сетке резко возрастает (*б*); также резко возрастают анодный и сеточный токи, а напряжение на аноде падает. К моменту времени t_3 ток i_a приближается к величине насыщения. Крутизна характеристики уменьшается, а следовательно, уменьшается и величина э. д. с. u_{T2}.

В момент времени t_3 ток i_a достигает насыщения; напряжение на сетке также достигает своего максимального значения, и ток сетки в этот момент максимален. Напряжение же на аноде будет минимально.

В интервале $t_3 - t_4$ все процессы в блокинг-генераторе замедляются. Анодный ток, достигнув величины насыщения, будет медленно уменьшаться, так как уменьшится вызываемая им э. д. с. u_{T2}, которая зависит от скорости изменения анодного тока; одновременно уменьшится и напряжение на сетке. Это уменьшение анодного тока и напряжения на сетке будет происходить до тех пор, пока рабочая точка лампы не окажется на участке с большей крутизной характеристики. В этот момент скорость спадания тока i_a увеличится, напряжение на сетке резко уменьшится, и к моменту времени t_5 лампа запрется. Этому моменту будет соответствовать прекращение анодного тока i_a. Сеточный ток прекратится несколько раньше, а именно в тот момент, когда напряжение на сетке станет отрицательным.

На этом завершается полный цикл колебательного процесса блокинг-генератора. Из приведенного рассмотрения можно сделать следующие практические выводы:

1. Блокинг-генератор будет возбуждаться тем легче, чем больше крутизна характеристики лампы.

2. Продолжительность импульса в основном определяется временем заряда конденсатора C. Конденсатор заряжается сеточным током через некоторое эквивалентное сопротивление, определяемое сопротивлением участка сетка — катод лампы. Продолжительность импульса приближенно может быть определена по формуле

$$t_u \approx 2 \frac{u_{c\,макс}}{i_{c\,макс}},$$

где $u_{c\,макс}$ — максимальное напряжение на сетке;

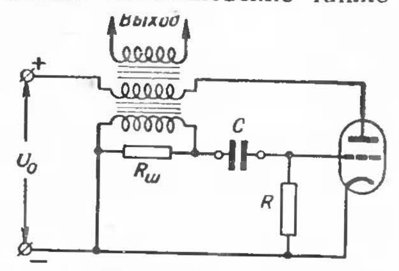
$i_{c\,макс}$ — максимальное значение сеточного тока.

Величины $u_{c\,макс}$ и $i_{c\,макс}$ существенно зависят от режима работы лампы и, в частности, от напряжения источника анодного питания U_0.

Продолжительность интервала между импульсами зависит от времени разряда конденсатора C через сопротивление R. Приближенно можно считать, что период повторения генерируемых импульсов

$$T_0 = C \cdot R.$$

3. Кроме основного колебательного процесса (блокинг-процесса), рассмотренного выше, в блокинг-генераторе возможно возникновение также и паразитных колебательных процессов, возникающих благодаря наличию в схеме индуктивностей трансформатора и паразитных емкостей. Эти паразитные колебательные процессы быстро затухают, но несмотря на это, они несколько искажают форму основного импульса. Для уменьшения влияния паразитных колебательных процессов вторичная обмотка трансформатора обычно шунтируется активным сопротивлением. Выходное напряжение блокинг-генератора снимается обычно со специальной обмотки, как это показано на фиг. 25.



Фиг. 25. Схема блокинг-генератора с шунтом во вторичной обмотке трансформатора для уменьшения паразитных колебаний.

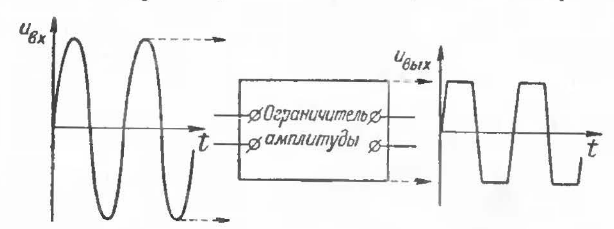
ОГРАНИЧИТЕЛИ АМПЛИТУДЫ

В телевидении, радиолокации, радионавигации, многоканальной радиосвязи широкое распространение получили генераторы прямоугольных импульсов, основанные на преобразовании синусоидального напряжения в напряжение несинусоидальной формы. Эти генераторы являются разновидностью релаксационных генераторов и получили название генераторов-преобразователей.

Одним из основных требований, которые предъявляются к таким генераторам, является требование стабильности частоты повторения генерируемых импульсов. Но высокая стабильность частоты генерируемых колебаний может быть получена только в генераторах синусоидального напряжения. По этой причине наиболее удобным оказался способ получения импульсов напряжения и тока по методу ограничения амплитуд.

Принцип этого способа заключается в том, что напряжение синусоидальной формы с высокой стабильностью частоты подводится к нелинейному элементу схемы, который благодаря своим нелинейным свойствам, ограничивает возрастание напряжения до определенной величины. Графически процесс ограничения синусоидального напряжения пред-

ставлен на фиг. 26. Из этого графика видно, что в результате воздействия ограничителя амплитуды синусоидальное напряжение как бы срезается сверху и снизу. До некоторой величины входного напряжения ограничитель амплитуд ведет себя, как линейный элемент схемы, и напряжение на его выходных зажимах изменяется пропорционально напряжению на входе. При некоторой же величине входного напряжения, которое называется порогом ограничения, проявляются нелинейные свойства ограничителя. Пропорциональность между входным и выходным напряжениями

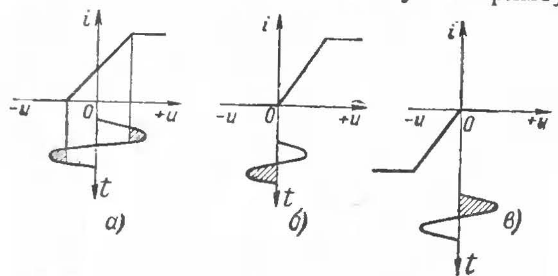


Фиг. 26. Временные диаграммы напряжений на входе и выходе ограничителя амплитуды.

резко нарушается. Напряжение на выходе остается постоянным, несмотря на изменение напряжения на входе. Так как срезание напряжения может происходить как во время положительного, так и во время отрицательного полупериода синусоидального напряжения, то следует различать два порога ограничения. Верхний порог ограничения представляет собой такое напряжение положительного полупериода синусоидального напряжения на входе ограничителя, при котором напряжение на его выходе начинает изменяться непропорционально входному, и в идеальном случае становится постоянным. Это напряжение обозначается $U_{вп}$. Нижний порог ограничения — это подобное же напряжение, но отрицательного полупериода синусоидального напряжения на входе ограничителя. Оно обозначается $U_{нп}$.

На фиг. 27, *а*, *б* и *в* представлены три вида идеализированных (спрямленных) характеристик ограничителя амплитуды. Они дают возможность получить ограничение: сверху и снизу (*а*), только снизу (*б*) и только сверху (*в*). Как видно, в результате применения ограничителя форма импульсов его выходного напряжения отлична от прямоугольной и ее приближенно можно считать трапецоидальной.

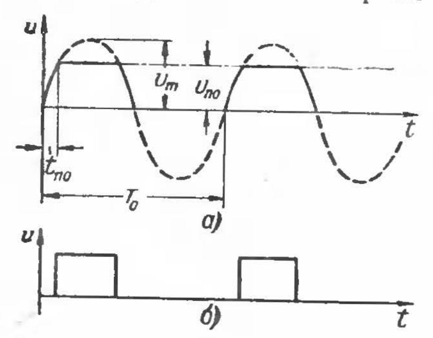
В чем же основное различие между трапецоидальным и прямоугольным импульсами? Из фиг. 28, на которой представлены трапецоидальный (*а*) и прямоугольный (*б*) импульсы напряжения, видно, что в случае прямоугольного



Фиг. 27. Идеализированные характеристики ограничителя амплитуды.

а — ограничение сверху и снизу; *б* — ограничение снизу; *в* — ограничение сверху.

импульса напряжение достигает значения порога ограничения мгновенно, в то время как в случае трапецоидального импульса порог ограничения достигается через промежуток времени t_{no}. Чем меньше время t_{no}, тем ближе форма импульса к прямоугольной. Так как ряд перечисленных выше областей радиотехники требует применения импульсов возможно близких прямоугольным, то, естественно, что одним из основных требований, предъявляемых к ограничителю амплитуды, является требование минимального времени t_{no}.



Фиг. 28. Трапецоидальные (*а*) и прямоугольные (*б*) импульсы напряжения.

Предположим, что на вход ограничителя амплитуд подается синусоидальное напряжение с амплитудой U_m и частотой F_0. Тогда напряжение на входе в любой момент времени определится так:

$$u = U_m \sin \omega_0 t,$$

где

$$\omega_0 = 2\pi F_0.$$

Напряжение на выходе будет определяться этим законом до тех пор, пока оно не достигнет величины U_{no}, т. е. $u = U_{no}$. Тогда

$$U_{no} = U_m \sin 2\pi F_0 t_{no}.$$

Из тригонометрии известно, что синусоидальная функция $\sin \alpha$ может быть заменена аргументом α при малых его значениях. В рассматриваемом случае t_{no} значительно меньше периода колебаний $T_0 = 1/F_0$. Поэтому с достаточной степенью точности можно написать:

$$U_{no} = U_m \, 2\pi F_0 t_{no} \text{ или } U_{no} = U_m \, 2\pi \frac{t_{no}}{T_0},$$

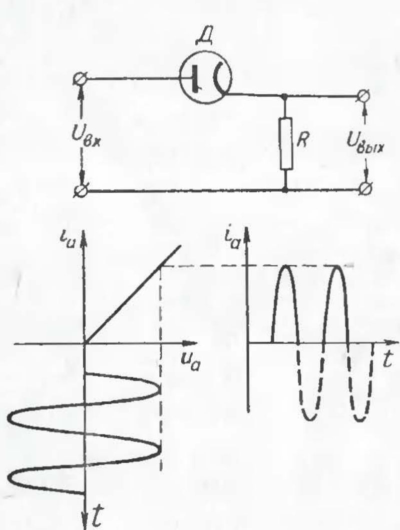
откуда

$$\frac{t_{no}}{T_0} = \frac{1}{2\pi} \frac{U_{no}}{U_m}.$$

Время t_{no} является функцией периода T_0, подводимого к ограничителю колебаний. Поэтому для характеристики самого ограничителя целесообразно рассматривать относительную величину t_{no}/T_0, т. е. время, в течение которого подводимое к ограничителю напряжение достигает порога ограничения, отнесенное к периоду этого напряжения.

Из последнего соотношения видно, что если величина порога ограничения задана, значение t_{no}/T_0 зависит от амплитуды U_m напряжения, подводимого ко входу ограничителя. При этом, чем больше амплитуда U_m, тем меньше величина t_{no}/T_0. Отсюда следует, что для получения на выходе ограничителя напряжения, близкого к прямоугольной форме при заданных частоте F_0 и амплитуде импульса U_{no}, величина амплитуды напряжения, подводимого ко входу ограничителя, должна быть возможно большей. Однако нельзя беспредельно увеличивать амплитуду входного напряжения, так как это приведет к пробою деталей схемы. Поэтому практически оно определяется сотнями вольт. Если при этом по условиям работы данной схемы оказывается, что форма выходного напряжения должна быть еще больше приближена к прямоугольной, т. е. время t_{no} должно быть уменьшено, то это может быть достигнуто уменьшением амплитуды импульса. В этом случае можно применить последующее усиление прямоугольных импульсов.

Перейдем теперь к рассмотрению основных схем, используемых для ограничения амплитуды. Все такие схемы можно разбить на две группы: в первой используются двухэлектродные лампы — диоды, а во второй — трех- и более электродные лампы. Схемы, относящиеся к первой группе, называются схемами диодного ограничения, а относящиеся ко второй — ограничителями-усилителями. В зависимости от режима работы ламп они, в свою очередь, подразделяются на схемы сеточного и анодного ограничения. В этих определениях можно усмотреть аналогию с определением схем детектирования. Действительно, мы знаем, что существуют схемы диодного, сеточного и анодного детектирования. Совпадение названий схем детектирования и ограничения амплитуд объясняется некоторой общностью процессов. Эта общность заключается в том, что как при детектировании, так и при ограничении амплитуд используются резкие перегибы ламповых характеристик, т. е. наиболее нелинейная их часть.

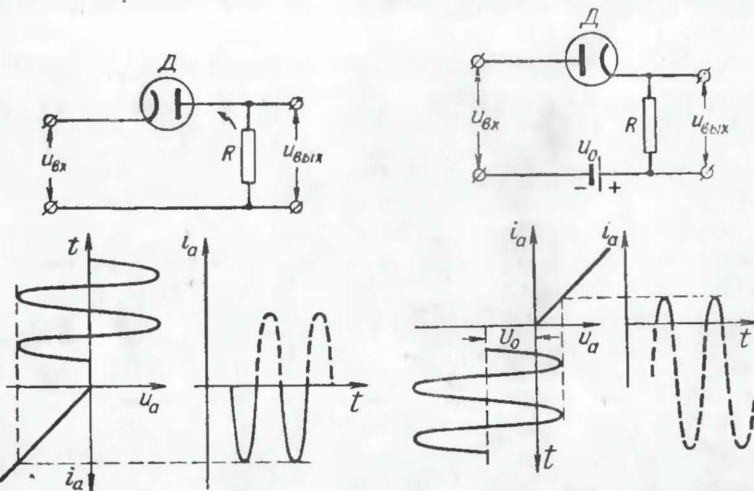


Фиг. 29. Диодный ограничитель амплитуды по минимуму и его временные диаграммы.

Диодные ограничители. Так как реальная характеристика диода близка к прямой линии, то для рассмотрения сущности вопроса заменим ее идеализированной характеристикой. Простейшая схема диодного ограничителя представлена на фиг. 29. Работа его происходит следующим образом. Диод *Д* проводит ток, когда напряжение на его аноде положительно относительно катода. Для отрицательного же полупериода напряжения, подводимого ко входу схемы, его сопротивление равно бесконечности, а следовательно, ток через него протекать не будет. Последовательно с диодом включено нагрузочное сопротивление *R*, на котором создается напряжение, пропорциональное току, протекающему через диод. В этой схеме осуществляется ограничение снизу

или, как его иногда называют, ограничение по минимуму в отличие от ограничения сверху или по максимуму, осуществляемому схемой, показанной на фиг. 30. Последняя схема отличается от предыдущей лишь включением диода. В ней для положительных полупериодов входного напряжения диод представляет бесконечно большое сопротивление, тогда как для отрицательных оно незначительно.

В обеих схемах порог ограничения определяется амплитудным значением подводимого напряжения. В большинстве же практических случаев желательно иметь возможность изменять порог ограничения. Для этой цели в схемы, пред-



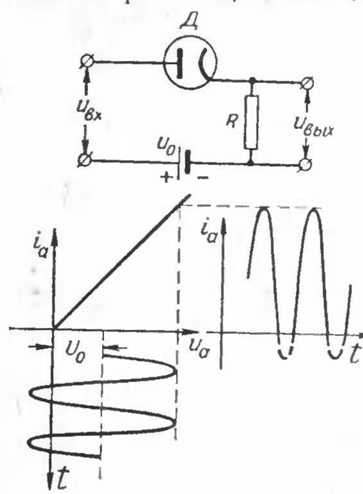
Фиг. 30. Диодный ограничитель амплитуды по максимуму и его временные диаграммы.

Фиг. 31. Схема, позволяющая производить ограничения от нуля до амплитудного значения входного напряжения.

ставленные на фиг. 29 и 30, достаточно ввести некоторое смещающее напряжение, причем оно может быть как отрицательным, так и положительным.

Работа диодного ограничителя со смещающим напряжением поясняется схемами, представленными на фиг. 31 и 32. В схеме фиг. 31 на анод диода подается отрицательное напряжение, определяемое напряжением батареи U_0. Диод начинает проводить ток лишь в том случае, когда на его аноде появляется положительный потенциал относительно катода. Поэтому в течение положительной полуволны вход-

ного напряжения ток через диод не будет протекать до тех пор, пока отрицательное напряжение батареи U_0 не скомпенсируется положительной полуволной входного напряжения. Вторая схема (фиг. 32) работает аналогично, причем разница заключается лишь в том, что на анод диода подается положительное напряжение. Диод перестает проводить ток лишь в те моменты времени, когда результирующее напряжение, являющееся суммой входного и смещающего напряжений, становится равным нулю или отрицательной величине.



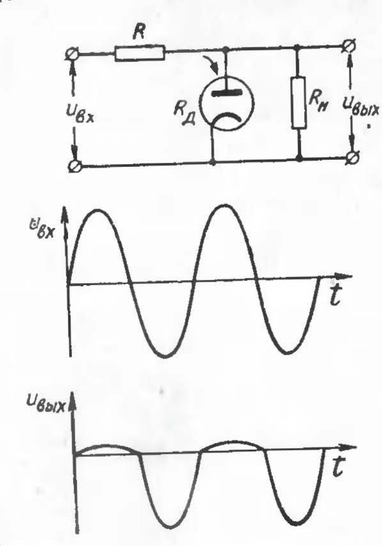
Фиг 32. Схема, позволяющая производить ограничения от амплитудного значения входного напряжения до его удвоенной величины.

Обе схемы являются схемами ограничения по минимуму. При этом первая схема позволяет изменять порог ограничения от нуля до амплитудного значения входного напряжения, тогда как вторая допускает изменение порога ограничения от амплитудного значения входного напряжения до величины, равной его удвоенной амплитуде. Выбирая соответствующую величину смещающего напряжения, легко получить необходимый порог ограничения.

Приведенные схемы называются схемами последовательного диодного ограничения, так как в них нагрузочное сопротивление включено последовательно с диодом. Наряду с ними применяются также схемы парллельного диодного ограничения, в которых нагрузка подключается параллельно диоду. Последовательно же с диодом включается сопротивление R, величина которого значительно больше внутреннего сопротивления диода.

Одна из таких схем представлена на фиг. 33. Предположим, что сопротивление нагрузки $R_н$ значительно больше внутреннего сопротивления диода. Тогда в течение положительной полуволны, когда диод проводит ток, напряжение на выходе схемы будет определяться соотношением сопротивлений R и внутреннего сопротивления диода. Так как сопротивление R выбрано значительно бóльшим, чем внутрен-

нее сопротивление диода, то протекающий в схеме ток будет создавать основное падение напряжения на сопротивлении R. Напряжение на диоде будет ничтожным, так как в момент его проводимости схема представляет собой делитель напряжения, составленный из сопротивлений R и внутреннего сопротивления диода. В те же моменты времени, когда диод не проводит ток, напряжение на выходных зажимах схемы определяется делителем, составленным из сопротивлений R и $R_н$. Если сопротивление $R_н$ значительно больше сопротивления R, то можно считать, что напряжение на выходе равно напряжению на входе, так как падением напряжения на сопротивление R можно пренебречь. Диаграмма напряжений для этой схемы показана в нижней части фигуры. Из нее видно, что во время положительной полуволны на выходе схемы появляется малое напряжение, определяемое падением напряжения на внутреннем сопротивлении диода. В течение же отрицательной полуволны выходное напряжение почти равно входному (за вычетом падения напряжения на сопротивлении R).

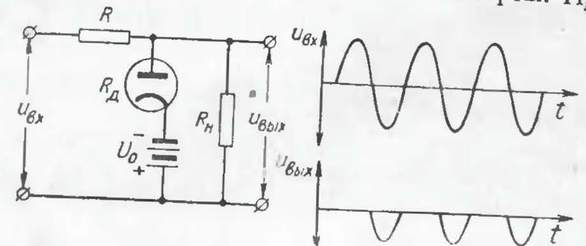


Фиг. 33. Параллельный диодный ограничитель амплитуды и его временные диаграммы.

Для регулирования порога ограничения в схему параллельного диодного ограничителя амплитуды достаточно последовательно с диодом ввести смещающее напряжение. Схемы диодных ограничителей с верхним и нижним порогом ограничения и их диаграммы показаны на фиг. 34 и 35. Действие этих схем подобно рассмотренным ранее и дополнительных пояснений не требует.

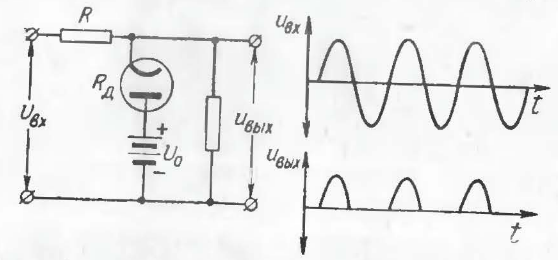
Все рассмотренные схемы представляют собой схемы использования диодного ограничения амплитуды для ограничения или по максимуму, или по минимуму. Для осуществления ограничения одновременно и по максимуму, и по

минимуму, т. е. сверху и снизу, применяется комбинированная схема, состоящая из двух параллельно включенных диодных ограничителей. Такая схема представлена на фиг. 36,*а*. На аноды обоих диодов подаются отрицательные смещающие напряжения относительно их катодов. Поэтому оба диода при отсутствии входного напряжения заперты. При пода-



Фиг. 34. Параллельный диодный ограничитель амплитуды по максимуму и его временные диаграммы.

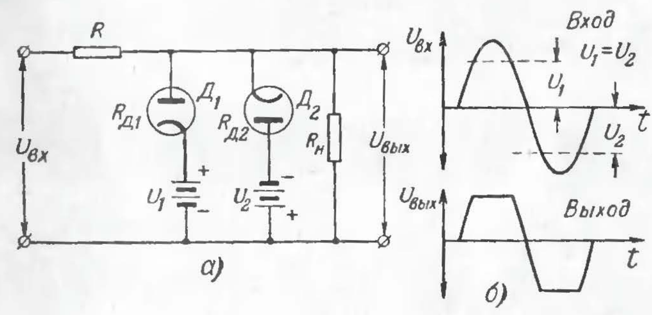
че положительной полуволны напряжения на вход схемы напряжение на ее выходе будет возрастать до тех пор, пока отрицательное смещение на аноде диода $Д_1$ не будет скомпенсировано положительным напряжением входного сигнала. В тот момент, когда на аноде диода появится положительное напряжение относительного его катода, он начнет



Фиг. 35. Параллельный диодный ограничитель по минимуму и его временные диаграммы.

проводить ток, и возрастание напряжения на нагрузке прекратится. Когда напряжение положительной полуволны снова достигнет величины смещающего напряжения U_1, то диод $Д_1$ снова запрется и прохождение тока через него прекратится; напряжение на выходе начнет убывать. Когда же на входе схемы будет действовать отрицательная полуволна напряжения, то по достижении величины смещающего

напряжения U_2 отопрется диод $Д_2$ и в нем повторится процесс, аналогичный рассмотренному для диода $Д_1$. Таким образом, двусторонний диодный ограничитель дает возможность получить трапецоидальные колебания. Если уровень входного напряжения достаточно велик, то получаемые на выходе колебания близки к прямоугольным. Формы кривых напряжений на выходе двустороннего диодного ограничителя и на его входе представлены на фиг. 36,*б*. Величины верхнего и нижнего порогов ограничения зависят от смещающих напряжений U_1 и U_2. Если эти



Фиг. 36. Двусторонний диодный ограничитель амплитуды.
а — схема ограничителя; *б* — временные диаграммы ограничителя.

напряжения равны, то кривая симметрична, и амплитуда положительного импульса выходного напряжения равна амплитуде отрицательного. Если же смещающие напряжения U_1 и U_2 не равны друг другу, то и амплитуды отрицательного и положительного импульсов выходного напряжения будут различны.

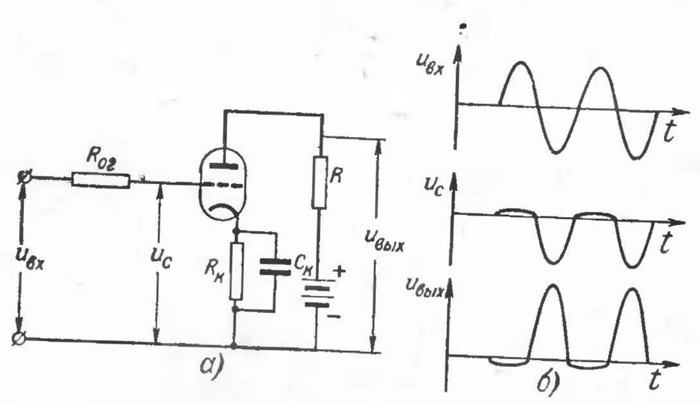
Ограничители-усилители. Данные схемы выполняют одновременно две функции — усиления и ограничения. Основным их преимуществом по сравнению с диодным ограничителем является возможность получения большего выходного напряжения при одинаковом напряжении на входе схемы. Как уже указывалось, в зависимости от режима работы схемы ограничителей-усилителей подразделяются на схемы сеточного и анодного ограничения.

Ограничение амплитуды, основанное на использовании сеточного тока лампы, осуществляется обычно в схемах с триодами. Такая схема представлена на фиг. 37,*а*. Работа этой схемы весьма напоминает работу схемы параллельного

диодного ограничителя. Функции диода здесь выполняет участок сетка — катод трехэлектродной лампы.

Как видно из приведенной схемы, в цепь сетки включено сопротивление $R_{ог}$. Его величина выбирается значительно большей, чем сопротивление участка сетка—катод в моменты прохождения сеточного тока.

В катод лампы включено сопротивление $R_к$, на котором образуется напряжение отрицательного смещения для сетки лампы. Поэтому результирующее напряжение, дейст-



Фиг. 37. Ограничитель-усилитель с использованием сеточного тока лампы.

а — схема; *б* — временные диаграммы ограничителя-усилителя.

вующее на сетке в любой момент времени, будет складываться из напряжений входа $u_{вх}$ и смещения $U_к$. В течение отрицательной полуволны входного напряжения, когда сеточный ток отсутствует, на сопротивлении $R_{ог}$ не будет падения напряжения и, следовательно, все напряжение будет подводиться к участку сетка—катод лампы. Под действием этого напряжения будет изменяться анодный ток, который, протекая по сопротивлению R, создаст на нем напряжение $u_{вых}$. Когда результирующее напряжение на сетке станет положительным относительно катода, то в сеточной цепи появится ток. Сопротивление участка сетка—катод резко уменьшится, а следовательно, уменьшится и напряжение на этом участке, потому что оно определяется делителем, составленным из сопротивлений $R_{ог}$

и участка сетка—катод лампы. Так как первое значительно больше второго, то основное падение напряжения, создаваемое сеточным током, будет на сопротивлении $R_{ог}$. На сопротивлении же участка сетка—катод будет лишь незначительная часть напряжения. Поэтому и анодный ток лампы будет изменяться незначительно.

Уровень ограничения можно изменять подбором соответствующей величины сопротивления $R_к$.

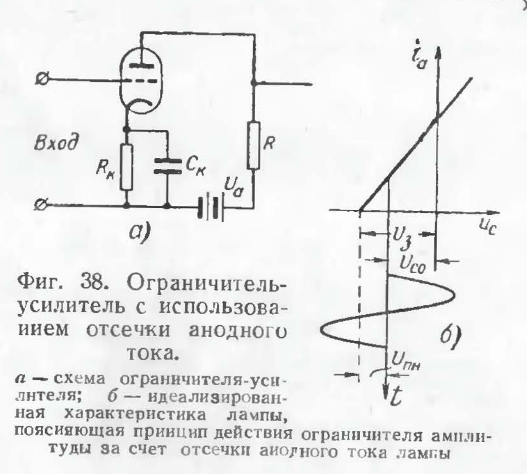
На фиг. 37,*б* представлены диаграммы для схемы сеточного ограничения. Из них видно, что напряжение на участке сетка-катод в течение положительной полуволны почти постоянно и близко к нулю, так как сопротивление этого участка становится значительно меньше сопротивления $R_{ог}$. Поэтому и выходное напряжение $u_{вых}$ почти постоянно и близко к нулю. В течение же отрицательной полуволны целиком используются усилительные свойства лампы, и выходное напряжение изменяется по закону изменения напряжения на входе. Естественно, что уменьшению напряжения на сетке будет соответствовать увеличение напряжения на выходе, что вытекает из принципа действия электронной лампы.

Таким образом, при ограничении с помощью сеточного тока осуществляется ограничение по максимуму.

Ограничители, использующие принцип отсечки анодного тока, позволяют в отличие от сеточных ограничителей осуществлять ограничение амплитуды не сверху, а снизу, т. е. по минимуму. Схема такого ограничителя внешне ничем не отличается от схемы усилительного каскада на сопротивлениях (фиг. 38,*а*). Принцип ее действия легко объясняется рассмотрением характеристики зависимости анодного тока от напряжения на сетке. На фиг. 38,*б* изображена такая характеристика, причем для простоты рассмотрения она представлена в виде прямой линии. Если на сетку лампы подается напряжение смещения $U_{со}$ за счет падения на катодном сопротивлении $R_к$ и если анодный ток прекращается при напряжении на сетке, равном $U_з$, которое назовем напряжением запирания, то лампа запрется, и анодный ток прекратится, когда отрицательное напряжение на входе, т. е. на участке сетка—катод, достигнет значения $U_з - U_{со}$. Таким образом, порог ограничения в этой схеме будет $U_{пн} = U_з - U_{со}$. Для того чтобы це-

ликом срезать отрицательную полуволну, следует напряжение смещения выбрать равным напряжению запирания лампы.

В заключение этого раздела заметим, что ограничитель-усилитель может быть выполнен в виде комбинации двух рассмотренных видов ограничителей — сеточного и анодного. Схема такого ограничителя отличается от предыдущей схемы только тем, что в цепь сетки включается сопротивление $R_{ог}$. Если отрицательное смещение на сетке отсутствует, то когда напряжение отрицательной полуволны достигнет напряжения запирания лампы, анодный ток прекратится, и дальнейшее увеличение отрицательного напряжения на сетке не вызовет изменения анодного тока. Когда же напряжение на сетке станет положительным, то в сеточной цепи появится ток. Напряжение на участке сетка — катод резко уменьшится и будет оставаться почти постоянным. Следовательно, не будет изменяться и анодный ток.



Фиг. 38. Ограничитель-усилитель с использованием отсечки анодного тока.

а — схема ограничителя-усилителя; *б* — идеализированная характеристика лампы, поясняющая принцип действия ограничителя амплитуды за счет отсечки анодного тока лампы

СТАБИЛИЗАТОРЫ

Характеристики стабилизаторов. Стабилизатором в радиотехнике называют устройство, предназначенное для поддержания постоянства напряжения или тока на его выходных зажимах В первом случае он называется стабилизатором напряжения, а во втором — стабилизатором тока.

Большинство радиотехнических аппаратов получает питание для анодных цепей своих ламп от выпрямительных устройств. Основным требованием, которое предъявляется к выпрямителю, является постоянство его выходного напряжения.

Факторами, нарушающими постоянство выходного напряжения, являются: пульсация выходного напряжения; непостоянство амплитуды переменного напряжения, питающего выпрямитель; изменение величины сопротивления нагрузки выпрямителя.

Пульсация выходного напряжения может быть сведена до допустимого минимума применением системы фильтров на выходе выпрямителя, т. е. использованием линейной системы.

Непостоянство амплитуды переменного напряжения, питающего выпрямитель, не может быть уничтожено с помощью линейной системы. Для этой цели применяются различные нелинейные системы, из которых наибольшее распространение получили феррорезонансные стабилизаторы, основанные на насыщении сердечника трансформатора при протекании по нему тока определенной амплитуды.

Влияние же третьего фактора — изменения величины сопротивления нагрузки — может быть уничтожено только применением специальных нелинейных систем.

Выше указывалось, что стабилизаторы разделяются на стабилизаторы тока и напряжения. Характеристика стабилизатора тока, у которого вольтамперная характеристика имеет участок, в пределах которого протекающий ток не зависит от приложенного напряжения, представлена на фиг. 39,*а*. Им является участок *А* — *Б*. Характеристика стабилизатора напряжения, у которого вольтамперная характеристика имеет участок *А* — *Б*, где напряжение на выходных зажимах не зависит от протекающего тока, приведена на фиг. 39,*б*.

Из рассмотрения этих двух характеристик видно, что они нелинейны. Именно за счет этой нелинейности и осуществляется необходимая стабилизация.

Качественная оценка работы стабилизатора определяется коэффициентом стабилизации. Под ним понимают отношение изменения напряжения (или тока) на выходе стабилизатора к вызвавшему его изменению напряжения (или тока) на его входе. Так, например, если напряжение на входе стабилизатора по какой-то причине изменилось с 200 до

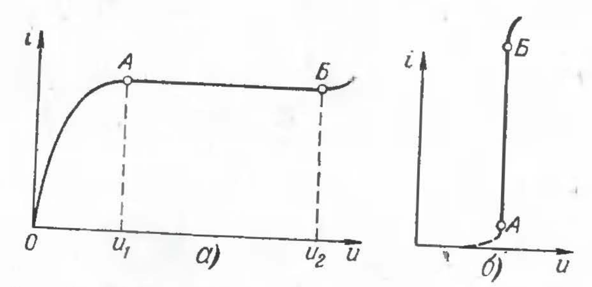
220 *в* и если это привело к изменению напряжения на выходе со 100 до 101 *в*, то коэффициент стабилизации будет:

$$K = (101 - 100)/(220 - 200) = 0{,}05 = 5\%.$$

Познакомившись с основными характеристиками стабилизаторов, перейдем к рассмотрению практически применяемых систем.

Газовые стабилизаторы. К газовым стабилизаторам относятся бареттеры и стабиловольты.

Бареттеры применяются для поддержания постоянства тока при сравнительно малых его значениях. Бареттер представляет собой стеклянный баллон, наполненный водородом, в котором помещена нить из стальной проволоки. Стальная проволока при температуре красного каления обладает той особенностью, что сопротивление ее в некоторых пределах возрастает почти пропорционально прилагаемому напряжению. Вследствие этого ток, протекающий через проволоку, почти не изменяет своей величины. Нить бареттера может быть изготовлена и из других материалов, в частности из вольфрама.



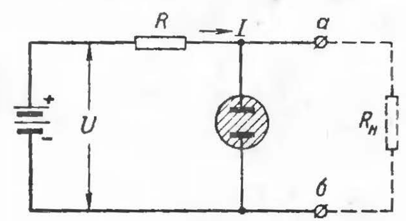
Фиг. 39. Вольтамперная характеристика стабилизатора тока (*а*) и стабилизатора напряжения (*б*).

Длина, диаметр проволоки и давление водорода в бареттере выбираются из расчета соблюдения пропорциональности между приложенным напряжением и сопротивлением проволоки бареттера.

Бареттер только условно может быть отнесен к разряду газовых стабилизаторов, ибо роль водорода в нем сводится лишь к сохранению необходимого теплового баланса стальной проволоки.

Приведенная на фиг. 39,*а* кривая является вольтамперной характеристикой бареттера. Участок кривой *А — Б* называется участком бареттирования. На этом участке ток, протекающий через бареттер, не зависит от изменений приложенного напряжения. Если последовательно с бареттером включить нагрузку, то при изменении напряжения на зажимах бареттера от величины U_1 до U_2 ток через нагрузку изменяться не будет. В результате будет иметь место стабилизация тока.

Широкое распространение получили два типа бареттеров — 0,3Б17-35 и 0,3Б65-135. Оба типа бареттеров рассчитаны на поддержание постоянства тока накала ламп. Сила стабилизируемого тока равна 0,3 *а* (первая цифра в маркировке). Пределы бареттирования для первого типа составляют 17 ÷ 35 *в*, для второго — 65 ÷ 135 *в*. Указанные бареттеры весьма удобно применять для бестрансформаторного питания накалов ламп.



Фиг. 40. Схема стабилизации напряжения с помощью стабиловольта.

Стабиловольтом называется газоразрядный прибор, предназначенный для стабилизации напряжения. В качестве стабиловольта может быть использована обычная неоновая лампа. Стабилизация напряжения при помощи газоразрядного прибора может быть осуществлена по схеме, приведенной на фиг. 40. При подаче на входные зажимы этой схемы напряжения *U* газоразрядная лампа окажется под напряжением. Если это напряжение будет больше того, которое необходимо для создания процесса ионизации в лампе, то газ в ней ионизируется и через нее потечет ток *I*. На сопротивлении *R* образуется падение напряжения, и схема будет представлять собой делитель напряжения, составленный из сопротивления *R* и газоразрядной лампы. Газоразрядная лампа обладает тем свойством, что напряжение на ее зажимах во время происходящего в ней процесса ионизации мало зависит от силы протекающего через нее тока. Поэтому при колебаниях напряжения *U* изменяется и ток, протекающий в схеме, что приводит к изменению падения напряжения на сопротивлении *R*, в то время как напряжение на зажимах газоразрядной лампы остается неизменным.

В настоящее время широкое распространение получили стабиловольты типа СГ2С(75С5-30), СГ3С(105С5-30) и СГ4С(150С5-30). На своих зажимах они поддерживают напряжение соответственно 75, 105 и 150 *в*. Ток, проходящий через эти стабилизаторы, не должен превышать 30 *ма* и не должен быть меньше 5 *ма*. При этом обеспечивается номинальное напряжение на стабиловольте.

Необходимо весьма тщательно подходить к выбору ограничивающего сопротивления R. Если это сопротивление мало, то протекающий через стабиловольт ток может оказаться слишком большим, и лампа выйдет из строя. При больших же величинах сопротивления R напряжение на стабиловольте окажется недостаточным для ионизации в нем газа. Для определения необходимой величины R поступают следующим образом. Допустим, что в приведенной схеме в качестве газоразрядной лампы используется стабиловольт типа 150 С 5-30. К выходным зажимам *а — б* присоединена нагрузка, например анодная цепь ламп, потребляющих ток 10 *ма*. Предположим, что напряжение источника питания равно 300 *в*. Через стабиловольт может протекать ток от 5 до 30 *ма*. Зададимся током через стабиловольт 15 *ма*. Тогда общий ток, протекающий через сопротивление, будет: $15 + 10 = 25$ *ма* $= 0{,}025$ *а*. Этот ток создаст на сопротивлении R падение напряжения $U_R = 0{,}025R$. Так как подводимое напряжение U есть сумма напряжений на сопротивлении R и стабиловольте, т. е. $U = U_R + 150$, то $U_R = 0{,}025R = U - 150 = 300 - 150 = 150$ *в*, откуда

$$R = 150\ 0{,}025 = 6\,000 \text{ ом}.$$

Если нагрузка может отключаться, то необходимо произвести проверку на допустимый ток, проходящий через стабиловольт при работе схемы без нагрузки: $I = (300-150)/6\,000 = 0{,}025$ *а* $= 25$ *ма*.

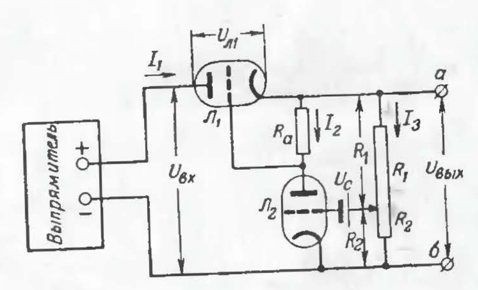
Следовательно, выбранный нами режим стабиловольта можно считать удовлетворительным.

Электронный стабилизатор напряжения. Электронным стабилизатором напряжения называется схема с электронными лампами, предназначенная для поддержания постоянства напряжения на ее выходе. Наиболее существенной особенностью электронных стабилизаторов является то, что они дают возможность получить выходное напряжение с чрезвычайно высокой степенью стабильности.

Принцип работы электронного стабилизатора поясняется схемой, показанной на фиг. 41. Пусть к схеме стабилизатора подводится от выпрямителя напряжение $U_{вх}$, которое должно быть стабилизировано. В схеме будут протекать токи I_1, I_2, I_3.

Ток I_2, протекая по сопротивлению R_a, создаст на нем падение напряжения I_2R_a, которое оказывается приложенным между сеткой и катодом лампы $Л_1$, т. е. является для нее напряжением смещения. Величина напряжения смещения лампы $Л_2$ будет определяться разностью напряжений $I_3R_2 - U_c$.

Напряжение батареи выбирается таким, чтобы на сетке лампы $Л_2$ было небольшое отрицательное смещение. Предположим, что напряжение на входе стабилизатора увеличилось; тогда увеличится и ток I_3; следовательно, увеличится и падение напряжения на сопротивлении R_2, а вместе с ними уменьшится и отрицательное смещение на сетке лампы $Л_2$. Это приведет к увеличению ее анодного тока I_2 и увеличению смещения I_2R_a на сетке лампы $Л_1$. Сопротивление лампы увеличится, увеличится и падение напряжения на ней, в результате чего выходное напряжение останется неизменным. Чем больше возрастет напряжение на входе стабилизатора, тем больше будет отрицательное смещение на сетке лампы $Л_1$ и тем большее сопротивление она будет представлять для протекающего по ней тока. Обратная картина будет наблюдаться при уменьшении напряжения на входе стабилизатора.



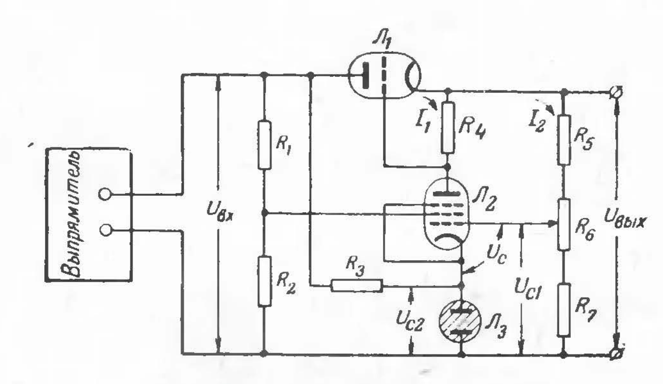
Фиг. 41. Схема, поясняющая принцип действия электронного стабилизатора.

Таким образом, рассматриваемая схема работает по принципу делителя напряжения, составленного из двух сопротивлений: сопротивления лампы $Л_1$ и сопротивления нагрузки. Действительно, входное напряжение выпрямителя есть сумма напряжений на лампе и на нагрузке или $U_{вх} = U_{Л1} + U_{вых}$, откуда:

$$U_{вых} = U_{вх} - U_{л1}.$$

Режим лампы $Л_1$ подбирается таким образом, чтобы при изменениях напряжения $U_{вх}$ напряжение $U_{Л1}$ изменялось так, чтобы разность $(U_{вх} - U_{Л1})$ оставалась постоянной. Тогда будет постоянным и выходное напряжение.

Рассмотрев принцип действия электронного стабилизатора, перейдем к рассмотрению практической его схемы, представленной на фиг. 42. Мы видим, что в этой схеме батарея заменена газовым стабилизатором напряжения $Л_3$. Напряжение на сетке лампы $Л_2$ складывается из напря-



Фиг. 42. Практическая схема электронного стабилизатора.

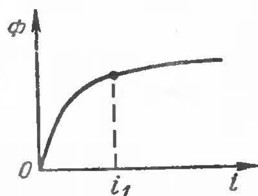
жений U_{c1} и U_{c2}, причем $U_c = U_{c1} - U_{c2}$. Передвигая движок потенциометра R_6, мы, тем самым, изменяем напряжение смещения на сетке лампы $Л_2$, изменяем ее анодный ток, а следовательно, и смещение на сетке лампы $Л_1$, что в свою очередь приводит к изменению падения напряжения на ней и к изменению напряжения на выходе схемы. Таким образом, потенциометром R_6 можно изменять в некоторых пределах выходное напряжение $U_{вых}$. Сопротивление R_3 служит для того, чтобы осуществить нормальный режим работы стабиловольта $Л_3$. При отсутствии этого сопротивления, как правило, оказывается, что ток, протекающий через стабиловольт, недостаточен для поддержания нормального режима его работы. Величина сопротивления R_3 подбирается так, чтобы через стабиловольт протекал ток, соответствующий его нормальному режиму.

Сопротивления R_1 и R_2 являются сопротивлениями делителя напряжения для подачи напряжения на экранирующую сетку лампы $Л_2$. В качестве $Л_2$ следует выбирать лампу с большим коэффициентом усиления. В этом случае, даже при малых изменениях напряжения на сетке, напряжение на ее нагрузке R_4 будет изменяться в значительной степени, что приведет к изменению напряжения на лампе $Л_1$, а это необходимо для поддержания постоянства выходного напряжения. Обычно в качестве лампы $Л_2$ выбирают пентоды типа 6Ж7, 6Ж4 (6АС7) и т. п.

Лампа $Л_1$ должна обладать малым сопротивлением постоянному току, так как иначе понадобится слишком большое напряжение выпрямителя $U_{вх}$ для получения нужного напряжения на выходе схемы. Так как через нее протекает весь ток нагрузки, то, как правило, она должна быть рассчитана на прохождение значительного тока. Поэтому в качестве лампы $Л_1$ обычно выбирают выходные лампы, например 6П6С (6V6), 6П3С (6П3) и т. п.

Если оказывается, что ток нагрузки превосходит ток, допустимый для выбранной лампы, то включают несколько ламп параллельно. Рассмотренная схема электронного стабилизатора дает возможность получить коэффициент стабилизации порядка 0,1%.

Феррорезонансный стабилизатор. Выше указывалось, что для уничтожения непостоянства амплитуды переменного напряжения применяются феррорезонансные стабилизаторы. В отличие от рассмотренных примеров нелинейных систем, в которых нелинейным элементом является электронная или газонаполненная лампа, феррорезонансный стабилизатор основан на использовании нелинейной зависимости между током, протекающим по катушке, и магнитным потоком в ее сердечнике. Если к катушке со стальным сердечником подключить источник переменного напряжения, то зависимость между током, протекающим по катушке, и магнитным потоком в сердечнике будет иметь вид, показанный на фиг. 43. При малых токах эта зависимость близка к линейной, и магнитный поток в сердечнике возрастает почти пропорционально увеличению тока в катушке. При некоторой величине

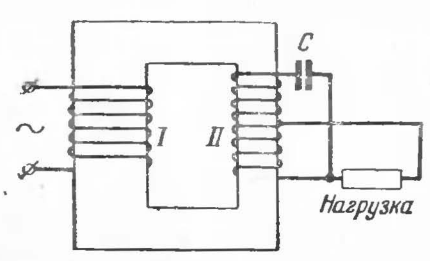


Фиг. 43. Нелинейная зависимость между током и магнитным потоком в катушке со стальным сердечником.

тока i_1 начинается насыщение сердечника, и пропорциональность между током и магнитным потоком нарушается. Магнитный поток почти не возрастает при увеличении тока в катушке.

Перейдем к рассмотрению схемы феррорезонансного стабилизатора на фиг. 44.

Стальной сердечник стабилизатора подобен сердечнику обычного силового трансформатора стержневого типа. Разница заключается в том, что стержни сердечника имеют различные сечения. На стержне большего сечения находится обмотка *I*, присоединяемая к переменному напряжению, подлежащему стабилизации.

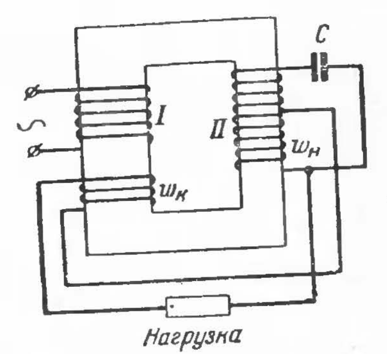


Фиг. 44. Схема, поясняющая принцип действия феррорезонансного стабилизатора.

На стержне меньшего сечения находится обмотка *II*, к части которой присоединена нагрузка. Параллельно этой обмотке включен конденсатор *C*, величина емкости которого подбирается так, чтобы параллельный контур, состоящий из конденсатора и катушки, был настроен, на частоту питающей сети, т. е обычно на 50 *гц*. Наличие такого контура повышает стабилизирующее действие схемы. Конденсатор *C* выгодно подключать к возможно большему напряжению, как это сделано в схеме на фиг. 44, так как в этом случае повышается реактивная мощность конденсатора, частично компенсирующая реактивную мощность индуктивности, что уменьшает общее потребление реактивной мощности из сети.

Ток, протекающий по первичной, соединенной с питающей сетью, обмотке стабилизатора, создает в стальном сердечнике магнитный поток. Обмотки стабилизатора и сечения стержней сердечника выбираются так, чтобы этот магнитный поток создал насыщение в тонком стержне, на котором находится вторичная обмотка стабилизатора, соединенная с нагрузкой, в то время как стержень первичной обмотки находится в ненасыщенном состоянии. В этом случае при определенных изменениях напряжения в сети, несмотря на увеличение тока в первичной обмотке, магнитный поток в тонком

стержне будет меняться незначительно, а, значит, незначительно будет изменяться и напряжение на вторичной обмотке. Таким образом, стабилизирующее действие рассмотренной схемы основывается на нелинейной зависимости между входным и выходным напряжением, определяемой наличием насыщенного стального сердечника. Эта схема получила практическое применение в несколько усложненном виде. Для усиления ее стабилизирующих свойств вводится дополнительная компенсационная обмотка, как показано на фиг. 45. Эта обмотка имеет малое количество витков и находится на ненасыщенном стержне сердечника. Она включается навстречу вторичной обмотке, поэтому напряжение на нагрузке будет равно разности напряжений обмоток $w_н$ и $w_к$. При отсутствии компенсирующей обмотки работа стабилизатора менее эффективна, так как, несмотря на насыщение тонкого стержня сердечника, магнитный поток в нем все же изменяется при изменении напряжения сети, что вызывает некоторое незначительное изменение напряжения на нагрузке. При помощи компенсирующей обмотки эти изменения удается значительно уменьшить. Действительно, если напряжение сети возросло по сравнению с номинальным, то несколько возросло бы и напряжение на нагрузке. Так как компенсирующая обмотка находится на ненасыщенном стержне, то всякие изменения напряжения сети будут вызывать на ней соответствующее изменение напряжения. Значит, при увеличении напряжения сети одновременно с увеличением напряжения на обмотке $w_н$ будет увеличиваться и напряжение на компенсирующей обмотке. Но обмотки $w_н$ и $w_к$ включены навстречу, поэтому при соответствующем выборе числа витков компенсирующей обмотки изменения напряжения на нагрузке при нестабильности амплитуды напряжения питающей сети могут быть доведены до весьма малой величины. Технические характеристики фер-



Фиг. 45. Схема феррорезонансного стабилизатора с компенсирующей обмоткой.

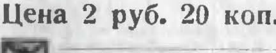
рорезонансного стабилизатора таковы: коэффициент стабилизации порядка 1%; стабилизация может осуществляться в широких пределах изменений напряжения питающей сети; стабилизатор чрезвычайно чувствителен к изменениям частоты питающей сети; при изменении частоты на 1% напряжение на нагрузке стабилизатора изменяется на 1,5—2% — значит, если напряжение на нагрузке стабилизатора было 200 *в*, а номинальная частота сети 50 *гц* изменилась на 2%, т. е. на 1 *гц*, что вполне реально для практических условий, то напряжение на нагрузке изменится на 3—4%, т. е. на 6—8 *в*. Это является безусловным недостатком феррорезонансного стабилизатора. Коэффициент полезного действия феррорезонансного стабилизатора не превышает 70—80%. К числу недостатков следует также отнести искажение формы кривой напряжения на выходе стабилизатора по сравнению с кривой питающего напряжения, что в ряде случаев исключает применение феррорезонансных стабилизаторов, получивших благодаря сравнительной простоте конструкции и удобству эксплоатации широкое распространение.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

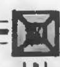
Мы рассмотрели некоторые радиотехнические схемы, которые основаны на использовании нелинейности вольтамперной характеристики электронных и газонаполненных ламп. Это рассмотрение далеко не исчерпывает всего многообразия схем подобного типа. Однако из сказанного должно быть ясно, что нелинейные радиотехнические системы как по принципу работы, так и по сущности процессов, в них происходящих, принципиально отличаются от систем линейных. Главное отличие этих систем заключается в том, что системы линейные подчиняются закону Ома, в то время как зависимость между током и напряжением в нелинейной системе значительно сложнее и может быть различна в отдельных конкретных случаях.

НОВЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ НАИБОЛЕЕ УПОТРЕБИТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЛАМП

Старое обозначение	Новое обозначение
Двойные диоды	
6X6M	6X6C
2X1	2X1Л
Триоды	
955	6C1Ж
9002	6C1П
2A3	2C4C
6B4	6C4C
6J5	6C2C
Выходные пентоды и лучевые тетроды	
30П1М	30П1С
12A6	12П4С
6V6	6П6С
6П3	6П3С
6AG7	6П9
507	1П2Б
Пентоды с короткой характеристикой	
954	6Ж1Ж
6Ж13	6Ж13Л
6SH7	6Ж3
6J7	6Ж7
6SJ7	6Ж8
12SJ7	12Ж8
6AC7	6Ж4
6АЖ5	6Ж3П
Z-62-Д	6Ж6С
505	06П2Б
Пентоды с удлиненной характеристикой	
956	6K1Ж
6K9M	6K9C
6SK7	6K3
6SG7	6K4
12SG7	12K4
9003	6K1П
6BA6	6K2П
12SK7	12K3
Частотно-преобразовательные лампы	
6SA7	6A7
6A10	6A10C
Л-99	6A2П
Триоды с одним или двумя диодами	
6SQ7	6Г2
6SR7	6Г1
12SQ7	12Г2
12SR7	12Г1
Пентоды с одним или двумя диодами	
6B8M	6Б8С
Л-100	6Б2П
Двойные триоды	
6H10M	6H10C
12H10M	12H10C
12H11M	12H11C
6H15	6H15П
6H8M	6H8C
1-H-1	1H3C
6H9M	6H9C
6H11	6H5C
Указатели настройки	
6E5	6E5C
Кенотроны маломощные	
4Д2	4Ц6С
2X2/879	2Ц2С
1Ц1	1Ц1С
5U4C	5Ц3С
6X5C	6Ц5С
6X4П	6Ц4П



Цена 2 руб. 20 коп.





ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

Москва, Шлюзовая набережная, дом 10

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Под общей редакцией академика А. И. БЕРГА

ПЕЧАТАЮТСЯ И В БЛИЖАЙШЕЕ ВРЕМЯ ПОСТУПЯТ В ПРОДАЖУ

ЮРЧЕНКО В. П., Первая книга по телевидению.

СЛАВНИКОВ Д. К., Сельский радиоузел.

БАТРАКОВ А. В. и КЛОПОВ А. Я., Рассказ о телевизоре начинающего телезрителя.

ЗАРВА В. А., Магнитные явления.

БЕЛЯЕВ А. Ф. и ЛОГИНОВ В. Н., Кристаллические усилители.

СУТЯГИН В. Я., Любительский телевизор.

ВЫШЛИ ИЗ ПЕЧАТИ И ПОСТУПИЛИ В ПРОДАЖУ

БАТРАКОВ А. Д. и КИН С. Э., Элементарная радиотехника, часть первая, Детекторные приемники, стр. 134, ц. 3 р. 85 к.

ВАЙНШТЕЙН С. С. и КОНАШИНСКИЙ Д. А., Задачи и примеры для радиолюбителей, стр. 176, ц. 6 р. 10 к.

ГЕРШГАЛ Д. А. и ДАРАГАН-СУЩЕВ В. И., Самодельный вибропреобразователь, 40 стр., ц. 1 р. 15 к.

ЕГОРОВ В. А., Техника безопасности в радиолюбительской работе, 16 стр., ц. 50 к.

КОРОЛЬКОВ В. Г., Механическая система записи звука, 80 стр., ц. 2 р. 45 к.

МАЗЕЛЬ К. Б., Выпрямители и стабилизаторы напряжения, 120 стр., ц. 3 р. 55 к.

МАКСИМОВ М. В., Телеизмерительные устройства, 56 стр., ц. 1 р. 70 к.

ПЕТРОВСКИЙ Б. Н., В помощь радиолюбителю-рационализатору, 32 стр., ц. 1 р.

ПРОДАЖА во всех книжных магазинах и киосках

